BULETINUL ŞTIINŢIFIC ŞI TEHNIC
AL
INSTITUTULUI POLITEHNIC „TRAIAN VUIA"
TIMIŞOARA

SERIA

ELECTROTEHNICA

Tomul 18 (32) Fascicola 1

IANUARIE—IUNIE
1973

BULETINUL ŞTIINŢIFIC ŞI TEHNIC
AL
INSTITUTULUI POLITEHNIC „TRAIAN VUIA"
TIMIŞOARA

SERIA ELECTROTEHNICĂ

Tom 18(32) Fascicola 1

ianuarie — iunie
1973

1989

BME KÖZPONTI KÖNYVTÁRA
F
7414/E
FOLYÓIRAT OSZTÁLY

COLEGIUL DE REDACŢIE

Prof. em. dr. ing. GH. SILAŞ (redactor şef), prof. ing. C. AVRAM, m. c. al Academiei R.S.R., prof. dr. doc. ing. I. ANTON, m. c. al Academiei R.S.R., Prof. dr. ing. M. BORNEAS, prof. dr. ing. M. BRAŞOVAN, prof. dr. ing. V. COCHECI, academician prof. dr. doc. C. DRĂGULESCU, prof. dr. O. EM. GHEORGHIU, prof. ing. V. GHEORGHIU, prof. em. ing. D. MATEESCU, prof. dr. ing. I. NOVAC, prof. dr. ing. GH. SAVII.

1948

COMITETUL DE REDACŢIE

Prof. dr. ing. M. BRAŞOVAN (redactor responsabil), prof. dr. ing. I NOVAC (redactor responsabil adjunct), prof. dr. ing. N. BOGOEVICI, şef lucrări ing. O. CRIŞAN, prof. dr. ing. T. DORDEA, conf. dr. ing. T. MUREŞAN, prof. ing. AL. ROGOJAN, prof. dr. ing. I. SUCIU, prof. dr. ing. V. VĂZDĂUŢEANU (secretar de redacţie).

Budapesti Műszaki Egyetem
Központi Könyvtára
Folyóiratolvtár
T 212/1975

BULETINUL ŞTIINŢIFIC ŞI TEHNIC AL INSTITUTULUI POLITEHNIC „TRAIAN VUIA“ TIMIŞOARA

SERIA ELECTROTEHNICĂ

Tom 18(32) Fasc. 1 ianuarie-iunie 1973

SUMAR

V. STOICA, E. POP, Instalaţie de examinare TEST-3 7

N. BUDIŞAN, I. BĂBUŢIA, I. MIHĂESCU, ŞT. GÂRLASU, Metodă iterativă pentru determinarea parametrilor de acordare a regulatoarelor automate cu ajutorul calculatorului numeric 21

I. BOLDEA, M. BĂBESCU, M. BIREESCU, Asupra efectului de refudinal la motoare liniare 31

N. BUDIŞAN, ŞT. GÂRLASU, I. BĂBUŢIA, I. MIHĂESCU, Identificarea proceselor cu ajutorul calculatorului numeric 41

M. CIUGUDEAN, Program de simulare a unei scheme logice combinaţionale bazat pe urmărirea selectivă 49

I. BOLDEA, M. BĂBESCU, M. BIREESCU, Asupra efectului de refulare şi transversal la motoarele liniare unilaterale cu indus feromganetic 59

N. BUDIŞAN, T. DRAGOMIR, I. BĂBUŢIA, E. DRAGOMIR, Determinarea modelului matematic al proceselor liniare oscilante cu ajutorul calculatorului numeric 71

V. TIPONUŢ, Cu privire la calculul amplificatorului de curent continuu 83

I. JURCA, Subprograme pentru simularea în FORTRAN a structurilor logice pe calculatorul FELIX-C 256 93

V. ŢIGĂNILĂ, P. GHEJU, Consideraţii privind influenţa gradului de acordare al bobinei de stingere asupra curentului de punere la pământ şi asupra tensiunii de restabilire la locul defect 101

NOTA :

I. ŞORA, I. BALACI, T. OPRIŞA, Studiul experimental al modificării fluxului luminos emis de lămpile fluorescente tubulare de uz general 111

НАУЧНО ТЕХНИЧЕСКИЙ БЮЛЛЕТЕНЬ
ТИМИШОРСКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА

ЭЛЕКТРОТЕХНИКА

Том 18(32) Выпуск I. Январь-июнь 1973 г.

СОДЕРЖАНИЕ

В. СТОЙКА, Е. ПОП, Установка для экзаминирования ТЭСТ-3. 7

Н. БУДИШАН, И. БАБУЦИЯ, И. МИХАЕСКУ, Ш. ГЭРЛАШУ, Интерационный метод для определения параметров настойки автоматических регуляторов с помощью цифровых вычислительных машин. 21

И. БОЛДЕА, Метод расчета и компенсации влияния продольного эффекта у линейных двигателей. 31

Н. БУДИШАН, Ш. ГЭРЛАШУ, И. БАБУЦИЯ, И. МИХАЕСКУ, Определение динамических характеристик на электронной вычислительной машине. 41

М. ЧУГУДЯН, Программа для моделирования логичной комбинациональной схемы на основании выборочного следования. 49

И. БОЛДЕА, М. БАБЕСКУ, М. БИРЕЕСКУ, Исследования поперечного и нагнетательного эффекта и односторонних линейных двигателей с ферромагнитным якорем. 59

Н. БУДИШАН, Т. ДРАГОМИР, И. БАБУЦИЯ, Е. ДРАГОМИР, Определение математической модели линейных колебательных процессов при помощи цифровой вычислительной машины. 71

И. ЖУРКА, Подпрограммы для симулирования на фортране логичных схем на вычислительной машине ФЕЛИКС С-256. 83

В. ТИПОНУЦ, К исследованию усилителя постоянного тока. 93

В. ЦИГЭНИЛЭ, П. ГЕЖУ, Соображения о влиянии степени настройки дугогасящей катушки на ток замыкания на землю и на восстанавливающееся напряжение в месте повреждения 101

ЗАМЕТКА:

И. ШОРА, И. БАЛАЧ, Т. ОПРИША, Экспериментальное изучение измерения светового потока создаваемого трубчатыми флуоресцентными лампами общего использования. 111

BULLETIN SCIENTIFIQUE ET TECHNIQUE
DE
L'INSTITUT POLYTECHNIQUE „TRAIAN VUIA"
DE TIMIŞOARA

SERIE ELECTROTEHNIQUE

Tome 18 (32) Fascicule 1 Janvier-Juin 1973

SOMMAIRE :

V. STOICA, E. POP, Examination-instalation TEST-3 7

N. BUDIŞAN, I. BABUŢIA, I. MIHĂESCU, ŞT. GÂRLAŞU, Iterative method for the determination of automatic regulators adjusting parameters with digital computer 21

I. BOLDEA, A Method for longitudinal effect calculus and compensation at linear motors 31

N. BUDIŞAN, ŞT. GÂRLAŞU, I. BABUŢIA, I. MIHĂESCU, Process identification with digital computer 41

M. CIUGUDEAN, Programme pour la simmulation d'un schema logique combinationel base sur l'exploration selective 49

I. BOLDEA, M. BABESCU, M. BIREESCU, Abount skin and transverse edge-effect at single-sided solid-secondary linear motors 59

N. BUDIŞAN, T. DRAGOMIR, I. BABUŢIA, E. DRAGOMIR, The mathematical model determination of liniar oscillating processes with a digital computer 71

V. TIPONUŢ, Sur le calcul des amplificateurs de courant continuu 83

I. JURCĂ, Subprograms for the simulation with FORTRAN language of the logic networks on the FELIX C-256 computer 93

V. ŢIGĂNILĂ, P. GHEJU, Anschauungen bezüglich des Einflusses des Abstimmungsgrades der Löschspule auf den Erdschlusstrom und auf die Wiederherstellungsspannung an der Störstelle 101

NOTES :

I. ŞORA, I. BALACI, T. OPRIŞA, Etude experimentale de la modification du flux de lumiere, emis par les lampes a fluorescence tubulaires, d'usage general 111

Buletinul ştiinţific şi tehnic al I.P.T.
Seria Electrotehnică
Tom. 18 (32), Fasc. 1/1973

INSTALAŢIE DE EXAMINARE TEST—3 *

DE

STOICA VASILE, POP EUGEN

1. CARACTERISTICI GENERALE ALE INSTALAŢIEI

Verificarea cunoştinţelor după un program fixat se face din ce în ce mai frecvent folosind instalaţii de construcţii şi performanţe foarte variate.

Instalaţia TEST-3, expusă în prezenta lucrare, construită la Institutul politehnic Timişoara, posedă performanţe utile la examinarea rapidă a unui grup de elevi. TEST-3 face parte din categoria instalaţiilor de verificare la care examinatul „alege" un răspuns din mai multe răspunsuri oferite la fiecare întrebare.

Examinatul primeşte o listă cu opt întrebări. Toate întrebările se referă la o aceeaşi temă şi au grade de dificultate diferite.

Fiecare întrebare este însoţită de cinci răspunsuri dintre care unul va fi acceptat de examinat. Toate cele cinci răspunsuri sînt cotate cu un număr de puncte. Numărul de puncte este diferit la fiecare răspuns după gradul de apropiere al răspunsului faţă de cel corect. Examinatul are posibilitatea de a răspunde „nu cunosc răspunsul la întrebarea pusă" în care caz punctajul acordat îi este favorabil faţă de cazul în care ar alege un răspuns îndepărtat de cel corect.

După ce examinatul a răspuns la toate cele opt întrebări, instalaţia comunică nota obţinută. Pentru o notă de promovare este necesară atît acumularea unui număr minim de puncte cît şi prezenţa a cel puţin cinci întrebări la care s-a răspuns corect.

Instalaţia TEST-3 presupune întrebări cu trei grade de dificultate, punctajul acordat fiecărui răspuns fiind prezentat în tabelul *T* 1.

Primele trei întrebări au grad mare de dificultate, următoarele trei întrebări un grad mediu, iar ultimile două întrebări au grad mic de dificultate.

TEST-3 se compune dintr-un pupitru central pe care se afişează o serie de informaţii asupra funcţionării instalaţiei şi şase pupitre mici, plasate pe mesele de lucru ale studenţilor. Pe aceste pupitre mici se găseşte claviatura de răspuns şi sistemul de afişare a notei obţinute. Pe toate pupitrele mici se afişează : „ocupat" atunci cînd instalaţia recepţionează răspunsul unui student şi „liber" atunci cînd instalaţia este în repaus aşteptînd solicitarea de a răspunde de la pupitrele

* Primită la redacţie la 1. 3. 1973

Tabelul T1

Gradul de dificultate al întrebării	RASPUNSUL ADOPTAT				
	Corect	Apropiat de cel corect	Îndepartat de cel corect	Total incorect	Nu cunoaşte răspunsul
mare	4	2	-1	-2	0
mediu	2	1	-1	-2	0
mic	1	0	-1	-2	0

mici. Pe pupitrul de la care se răspunde se afişează „răspundeţi" în timpul răspunsului. După cinci secunde de la acordarea notei instalaţia revine în stare de repaus.

2. PUPITRUL MIC

În figura 1 este prezentat pupitrul mic pus la dispoziţia studentului. După ce examinatul a analizat întrebările şi răspunsurile oferite la fiecare întrebare, îşi poate manifesta dorinţa de a fi examinat. În acest scop apasă pe butonul C din claviatura pupitrului său. Instalaţia sesizează apelul şi, dacă este în stare de repaus, conectează pupitrul solicitant. Acum va dispare semnalul „liber" şi va apare semnalul „ocupat" la toate pupitrele mici. La pupitrul solicitant apare şi semnalul „răspunde" confirmînd astfel că instalaţia este gata să recepţioneze.

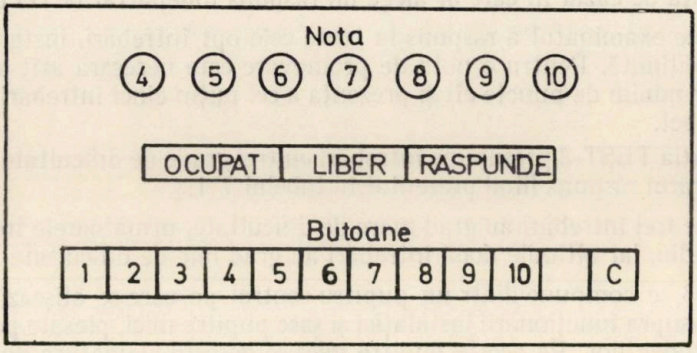


Fig. 1.

Examinatul introduce în instalaţie o serie de semnale prin apăsarea pe rînd a unora din cele 10 butoane care-i stau la dispoziţie. La început va introduce un număr de ordine pe care-l are înscris pe lista de întrebări. Acest număr pune instalaţia de verificare într-o anumită stare astfel încît aceasta este capabilă să

precizeze cîte puncte se acordă fiecăruia din cele $8 \times 5 = 40$ răspunsuri înscrise pe lista întrebărilor. Numărul de ordine înscris pe lista de întrebări s-a ales din 256 variante de cel care a întocmit ordinea întrebărilor și a răspunsurilor și constă dintr-o înșirare a unora din cifrele 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8. Ultima cifră a numărului de ordine este totdeauna cifra 9 prin care se fixează sfîrșitul transmiterii numărului de ordine.

În continuare examinatul introduce succesiv răspunsurile pe care le consideră corecte la toate cele opt întrebări începînd cu întrebarea nr. 1. În acest scop el apasă unul din primele cinci butoane. Considerînd că răspunsul corect este cel de al doilea înscris în lista sa, va apăsa butonul doi ș.a.m.d.

După ce introduce cel de al optulea răspuns, se afișează nota obținută. Notele care pot fi acordate sînt 10 — 5 pentru promovare și 4 pentru nepromovare.

Dacă în timpul introducerii numărului de ordine și al răspunsurilor examinatul comite o greșeală, apăsînd pe butonul 10 poate anula tot ce a introdus, instalația revenind acum în stare de repaus. După introducerea celui de al optulea răspuns, urmată imediat de afișarea notei, nu se mai poate anula prin apăsarea butonului 10.

3. INSTALAȚIA CENTRALĂ

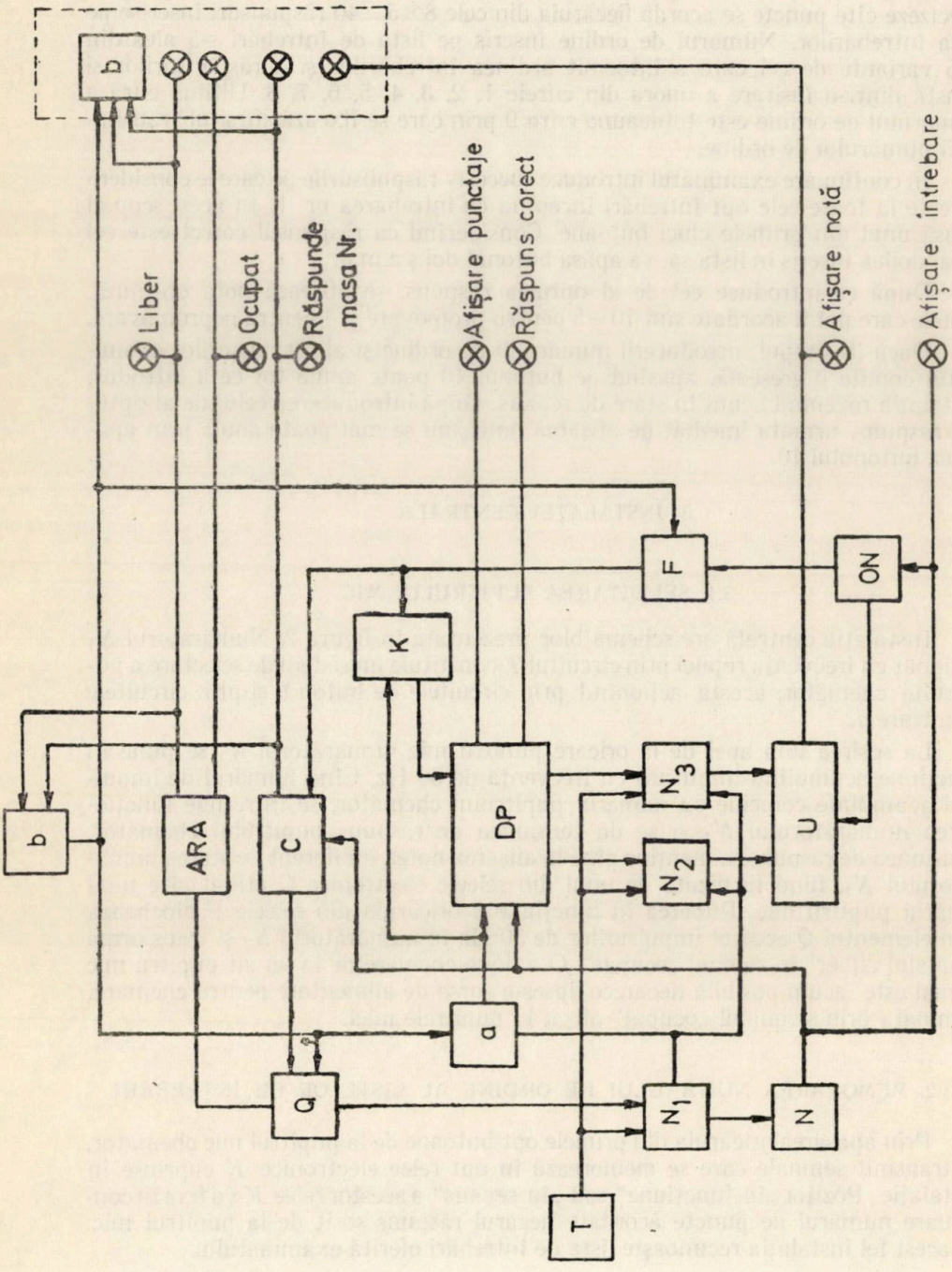
3.1. SELECTAREA PUPITRULUI MIC

Instalația centrală are schema bloc prezentată în figura 2. Numărătorul N_1 acționat cu frecvența rețelei prin circuitul T constituie un sistem de selectare a pupitrului chemător, acesta acționînd prin circuitele de buton *b* și prin circuitele de intrare *a*.

La sosirea unu apel de la oricare pupitru mic numărătorul N_1 se pune în funcțiune acumulînd impulsuri cu frecvența de 50 Hz. Cînd numărul de impulsuri acumulate coincide cu numărul pupitrului chemător, se întrerupe funcționarea numărătorului N_1 și se dă tensiunea de răspuns pupitrului chemător. Tensiunea de răspuns se menține pînă la afișarea notei, indiferent de starea numărătorului N_1, fiind furnizată de unul din releele electronice C atașat cîte unul fiecărui pupitru mic. Punerea în funcțiune a oricăruia din releele C blochează prin elementul Q accesul impulsurilor de 50 Hz în numărătorul N_1 și transformă semnalul „liber" în semnal „ocupat". O a doua chemare de la un alt pupitru mic numai este acum posibilă deoarece lipsește sursa de alimentare pentru chemare, eliminată prin semnalul „ocupat" afișat la pupitrele mici.

3.2. MEMORAREA NUMĂRULUI DE ORDINE AL LISTELOR CU ÎNTREBĂRI

Prin apăsarea oricăruia din primele opt butoane de la pupitrul mic chemător, se transmit semnale care se memorează în opt relee electronice K cuprinse în instalație. Poziția „în funcțiune" sau „în repaus" a acestor relee K va fixa în continuare numărul de puncte acordate fiecărui răspuns sosit de la pupitrul mic. În acest fel instalația recunoaște lista de întrebări oferită examinatului.



SCHEMA BLOC A INSTALATIEI DE EXAMINARE

Apăsarea butonului *9* la sfîrșitul numărului de ordine cuplează cel de al noulea releu *K* prin care se sistează accesul semnalelor la releele de memorare *K* și se permite accesul semnalelor la discriminatorul de puncte *DP*.

În timpul apăsării pe butonul *9* se comandă aducerea numărătorului N_1 în starea 1. Din acest moment numărătorul N_1 va număra răspunsurile la întrebări indicînd în orice moment la a cîta întrebare se răspunde. În acest scop orice semnal sosit de la primele 5 butoane ale pupitrului mic intră în numărătorul N_1 și se acumulează. Aceeași apăsare pe butonul *9* aduce la zero numărătorul de puncte N_2, care va însuma în continuare punctele corespunzătoare răspunsurilor date de examinat.

Tot acum se aduce la zero numărătorul N_3 care numără răspunsurile incorecte date de examinat.

3.3. DISCRIMINATORUL DE PUNCTE

Discriminatorul de puncte constă dintr-o schemă logică cu 29 intrări și 6 ieșiri. Intrările sînt acționate astfel:

8 de releele 1K – 8K în starea „în funcțiune"
8 de releele 1K – 8K în starea „în repaus"
8 de numărătorul N_1 prin schema de decodificare *N*
5 de butoanele pupitrului mic.

După cum se vede, prin intrările acționate de N_1, starea discriminatorului se schimbă în timp avînd o anumită stare în intervalul de timp corespunzător apuzei între apăsarea pe butoane și în timpul apăsării pe butoane.

Cele 6 ieșiri ale discriminatorului sînt funcții de cele 29 intrări. Acționînd asupra unuia din primele 5 butoane, în funcție de starea releelor *K* și de numărul înregistrat în numărătorul N_1, deci de întrebarea la care se răspunde prin apăsarea butonului, la una din cele 6 ieșiri apare un semnal care durează atît cît se apasă pe buton. Cele 6 ieșiri introduc în numărătorul N_2 fiecare cîte un anumit număr de puncte (0, 1, 2, 4 sau 6). Aceste puncte se acumulează în N_2 pînă ce sosește răspunsul la ultima întrebare. După al optulea răspuns, numărătorul N_1 va indica 9, semn că s-a răspuns la toate întrebările. Prin starea aceasta, N_1 va sista intrarea semnalelor de la pupitrul mic în discriminator și va comanda afișarea notei.

Ieșirile 0, 1 și 2 din discriminatorul de puncte, apărute atunci cînd răspunsul dat de examinat este greșit, acționează numărătorul N_3. Starea acestuia indică cîte răspunsuri greșite au fost date de examinat.

3.4. AFIȘĂRI

Dacă starea numărătorului N_3 este sub patru, comanda de afișare a notei dată de numărătorul N_1, prin intermediul elementului *ON*, se execută urmînd ca starea numărătorului N_2, prin schema de decodificare *U*, să acționeze una din lămpile de notă montate pe pupitrul mic. Dacă numărătorul N_3 este în starea patru sau mai mare, comanda de afișare dată de numărătorul N_1 va afișa nota 4 indiferent de starea numărătorului N_2 care a acumulat punctele.

Odată cu afișarea notei se comandă releul de timp F. Aceasta, după cinci secunde, va deconecta toate releele de memorare K precum și releul C care a fost acționat. În același timp un zumer anunță afișarea notei. După cele 5 secunde instalația revine în starea de repaus.

La pupitrul central se afișează :

a) Starea releelor C indicînd astfel care pupitru mic răspunde.

b) Starea numărătorului N_1 în timpul răspunsurilor indicînd astfel la a cîta întrebare răspunde examinatul în momentul respectiv.

c) Ieșirea din discriminatorul de puncte DP care are semnal în momentul apăsării butoanelor de răspuns. În acest fel se indică numărul de puncte care intră în numărătorul N_2.

d) Starea internă a discriminatorului de puncte, variabilă la fiecare întrebare la care se răspunde, indicînd astfel care este răspunsul corect la întrebare.

e) Starea releelor K indicînd astfel numărul de ordine al listei de întrebări.

f) Nota acordată în final examinatului.

4. ELEMENTE CONSTRUCTIVE

Numărătoarele sînt construite din trighere Master Slave comandate în contratimp cu impulsuri cu frecvența de 50 Hz. Circuitele de intrare în numărătoare asigură funcționarea acestora în momentele necesare.

Numărătorul răspunsurilor greșite N_3, prezentat în fig. 3 este acționat la intrare de un circuit SAU comandat de ieșirile 0, 1 și 2 din discriminatorul de puncte și este pus la zero de butonul *9 b* existent pe pupitrul examinatului.

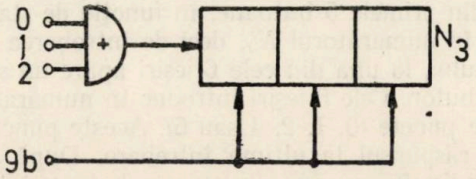


Fig. 3.

Numărătorul N_1 (fig. 4) este pus în funcțiune de o schemă de intrare care conține un circuit SAU acționat de oricare din cele cinci semnale emise de la claviatura pupitrelor mici *1b – 5b*. A șasea intrare din acest SAU este acționată atunci cînd există semnal de apel de la unul din punctele 1m – 6 m, există semnale de 50 Hz și nu există semnale de răspuns *1M – 6M* la nici unul din pupitrele mici. Astfel acest numărător însumează impulsuri de 50 Hz cînd se emite un apel prin 1m – 6m de la unul din pupitrele mici pînă ce instalația centrală conectează pupitrul chemător. În acest moment a apărut semnal de răspuns la unul din punctele *1M–6M*. Numărătorul N_1 este adus la unu prin butonul *9* b la sfîrșitul introducerii numărului de ordine. În continuare numărătorul N_1 însumează răspunsurile primite atunci cînd se acționează oricare din butoanele *1b – 5b*, în acest fel starea lui indicînd la a cîta întrebare se răspunde. Apăsarea pe butonul *1*b spre exemplu este realizată de examinat dacă acesta

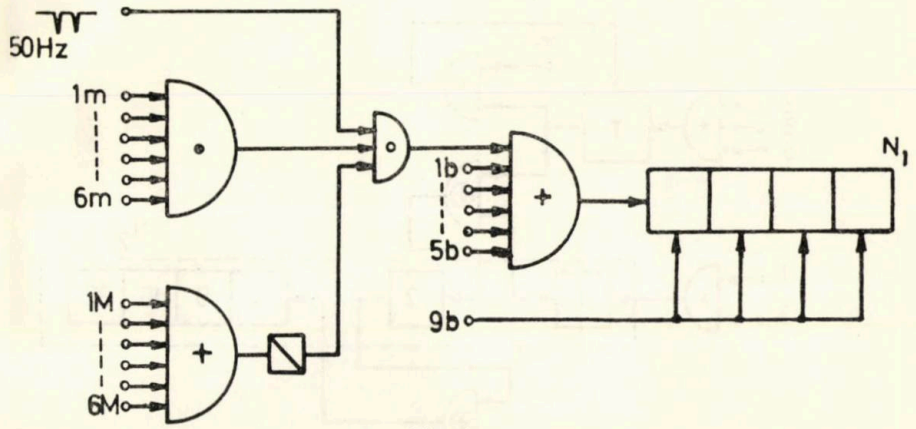


Fig. 4.

consideră că răspunsul corect la întrebarea pusă este cel notat cu numărul 1 ș.a.m.d.

Numărătorul N_2 acumulează punctele fiind acționat de ieșirile discriminatorului de puncte. Toate ieșirile discriminatorului de puncte oferă un număr de puncte cu două puncte mai mult decît este punctajul corespunzător răspunsurilor introduse de examinat. În acest fel nu intră în numărător decît punctaje pozitive, urmînd ca înainte de afișarea notei să se scadă $8 \times 2 = 16$ puncte. În acest mod se explică neconcordanța aparentă dintre ieșirile discriminatorului de puncte și punctajele acordate răspunsurilor expuse în tabelul T_1.

Artificiul utilizat a permis folosirea unui numărător nereversibil.

Intrarea în trigherul *1* al numărătorului de puncte N_2 (fig. 5) este acționată de ieșirile *1* sau *3* ale discriminatorului de puncte. Trigherul *4* este acționat printr-un circuit sau exclusiv de la trigherul *2* sau de la ieșirile cu 4 sau 6 puncte ale discriminatorului de puncte. Trigherul *2* este acționat printr-un sau exclusiv de la trigherul *1* sau de la un circuit de întîrziere *T* pus în funcțiune de ieșirile cu 2, 3 sau 6 puncte ale discriminatorului de puncte. Aducerea la zero a numărătorului N_2 se face prin butonul *9b* ca și celelalte numărătoare.

În acest fel un punct din discriminator intră totdeauna în trigherul *1*. Două puncte intră în N_2 în trigherul *2* cu o întîrziere de 0,05 secunde. Trei puncte intră în N_2 marcînd un punct în trigherul *1* și două puncte în trigherul *2* cu întîrziere de 0,05 secunde. Patru puncte intră în trigherul *4*. Șase puncte intră în trigherul *4* marcînd patru puncte și după 0,05 secunde în trigherul *2* marcînd încă două puncte.

Releele *1C* – *6C*, care conectează instalația centrală la pupitrul următor și furnizează tensiune de răspuns acestuia, au schema din fig. 6.

Apare semnal de răspuns la *1M* atunci cînd pupitrul mic apelează prin *1m* și cînd Numărătorul N_1 are semnal la ieșirea $1N_1$ Semnalul *1M* se menține pînă la sfîrșitul examinării cînd dispare prin dispariția semnalului la intrarea *F*. Starea releelor *1C* – *6C* se afișează prin șase lămpi precizînd astfel care pupitru mic este conectat la instalația centrală. Același releu *1C* – *6C* afișează la pupi-

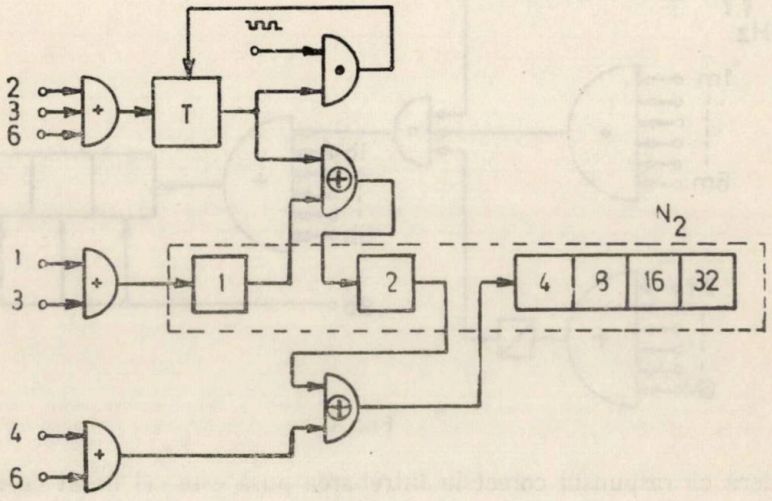


Fig. 5.

trul chemător semnalul „Răspundeți" indicînd astfel că instalația centrală este pregătită să recepționeze răspunderile de la pupitrul respectiv.

Releele *1K – 8K*, care memorează numărul de ordine al listei cu întrebări, au schema din fig. 7.

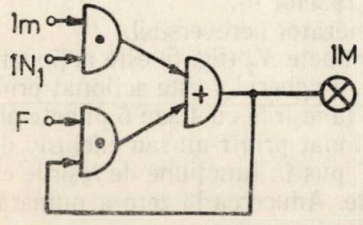


Fig. 6.

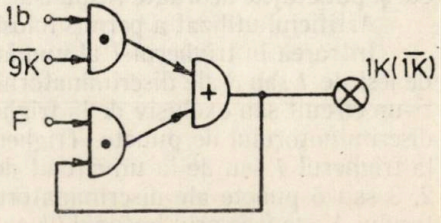


Fig. 7.

Semnal *1K* apare atunci cînd este apăsat butonul *1b* și încă nu a fost pus „în funcțiune" releu *9K*. Semnalul *1K* se păstrează pînă la sfîrșitul examinării cînd dispare prin dispariția semnalului la intrarea *F*. Fiecare releu *1K – 8K* are o ieșire complementară. Releul *9K* are o schemă similară, în circuitul de acționare existînd doar intrarea *9b*. Starea releelor *1K – 8K* se afișează prin opt lămpi precizînd astfel numărul de ordine al listei cu întrebări introduse în instalație.

Discriminatorul de puncte este constituit dintr-o schemă logică realizată cu diode și tranzistoare de amplificare (fig. 8).

Intrările *1K* – 8K și $\overline{1K}$ – $\overline{8K}$ realizează o stare fixă a discriminatorului pentru întreaga perioadă de examinare a unui student. Intrările $1N_1$–$8N_1$

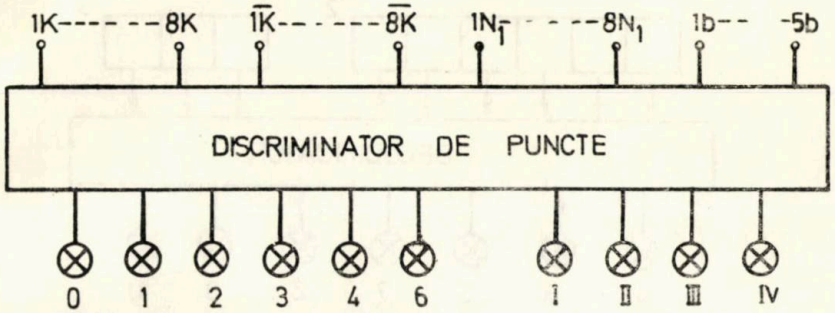


Fig. 8.

schimbă succesiv starea discriminatorului în decursul examinării. În acest fel la ieșirile I, II, III sau IV apare un semnal care precizează starea discriminatorului înainte de fiecare răspuns. În acest fel se face afișarea răspunsului corect la întrebarea la care urmează să se răspundă.

Intrările *1b* — *5b*, acționate de butoanele plasate pe pupitrul examinatului, determină apariția unui semnal la una din ieșirile discriminatorului 0—6. Șase lămpi montate la aceste ieșiri vor preciza numărul de puncte acordate răspunsului introdus de examinat. Aceleași ieșiri vor acționa numărătorul de puncte N_2.

Afișarea întrebărilor la care se răspunde se face printr-o schemă de decodificare a stării numărătorului N_1 prin acționarea asupra unor lămpi (fig. 9). Din același decodificator se obțin și semnele $1N_1$ — $6N_1$ necesare la intrările releelor *1C* — *6C*, precum și semnalele $1N_1 \ldots 8K_1$ necesare discriminatorului de puncte. Tot din acest decodificator se obține semnalul $9N_1$ care precizează intrarea celui de al optulea răspuns și sfîrșitul examinării.

Afișarea notei finale se face printr-o schemă de decodificare a stării numărătoarelor N_2 și N_3 (fig. 10).

Pentru afișarea unei note de trecere este necesar să se acumuleze în numărătorul N_2 un anumit număr de puncte furnizate de cele șase ieșiri ale discriminatorului de puncte. În tabelul T_2 sînt precizate notele acordate, numărul de puncte înregistrate de N_2 precum și numărul de puncte acumulate din răspunsurile introduse de examinat. Între cele două punctaje există o diferență de 16 puncte care apar în plus în numărătorul N_2 așa cum a rezultat din artificiul admis la construcția acestui numărător. Nota patru se afișează chiar dacă numărul de puncte acumulate din răspunsuri depășește 12 dar răspunsurile greșite au fost în număr mai mare de trei. O asemenea situație este posibilă dacă examinatul cunoaște întrebările grele, cotate cu multe puncte și nu cunoaște întrebările ușoare cotate cu puține puncte.

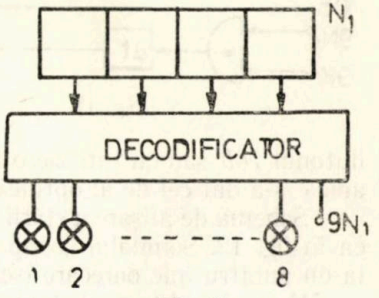


Fig. 9.

Sistemul de ștergere are schema din fig. 11. Semnal *F* de ștergere se dă dacă se apasă

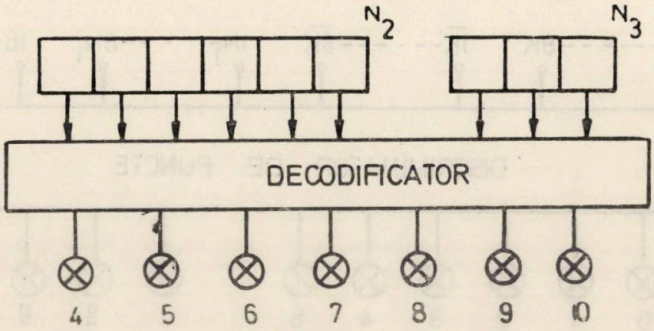


Fig. 10.

Tabelul T2

Nota	Puncte acumulate în N_2	Puncte acumulate din răspuns
10	36	20
9	35	19
8	34	19
7	32-33	16-17
6	30-31	14-15
5	28-29	12-13
4	sub 29	sub 12

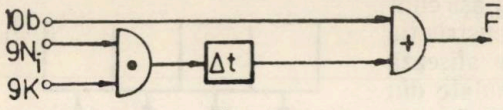


Fig. 11.

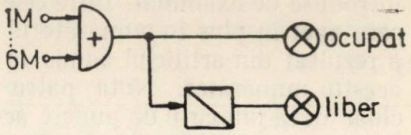


Fig. 12.

butonul *10b* sau cu întîrziere $t=5$ secunde dacă apar semnale la $9N_1$ și la $9K$, adică s-a dat cel de al optulea răspuns.

Schema de afișare a stării instalației — „liber" sau „ocupat" — este realizată ca în fig. 12. Semnalul „ocupat" apare atunci cînd s-a dat tensiune de răspuns la un pupitru mic oarecare (semnal „liber" apare în caz contrar) intrările *1M* — *6M* precizînd tocmai starea ocupată a instalației.

5. BLOCAJE ȘI PROTECȚII FUNCȚIONALE

Instalația este prevăzută cu posibilitatea de a retrage orice răspuns dat înainte de afișarea notei, dacă examinatul consideră în ultimul moment că nu a ales în mod corect răspunsul la întrebare. Instalația se deconectează automat dacă voit sau din greșeală s-au apăsat două sau mai multe butoane.

Instalația nu permite la un moment decît accesul unui examinat în instalația de recepționare a răspunsurilor.

Pregătirea listei cu întrebări și răspunsuri se face utilizînd instalația de examinare în sens invers. Se introduce numărul de ordine ales arbitrar și se dau toate răspunsurile posibile (cîte 4 la fiecare întrebare). Instalația afișează punctajul acordat fiecărui răspuns și deci este posibil a ordona răspunsurile conform punctajelor acordate și butoanelor care prin apăsare au precizat punctajele respective.

În figura 13 este prezentată o fotografie în care se vede pupitrul central și două pupitre mici.

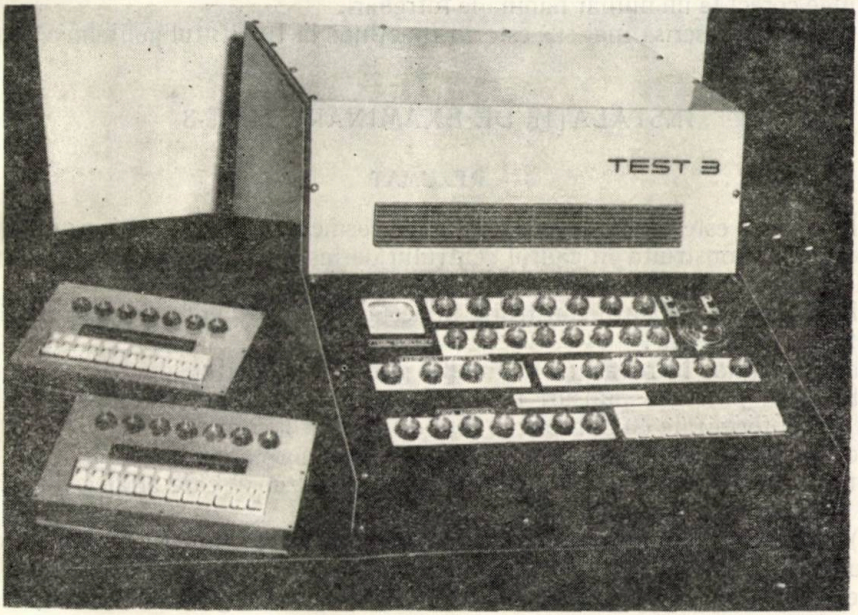


Fig. 13.

CONCLUZII

1. Instalaţie centralizată de apreciere diferenţiată a răspunsurilor unui grup de examinaţi este caracterizată prin aceea că , fiecărui răspuns adoptat de examinat i se atribuie un punctaj diferenţiat atît după gradul de dificultate al întrebării la care se răspunde cît şi după gradul de apropiere al răspunsului faţă de răspunsul corect, punctajul acordat putînd să aibă valori pozitive, zero, sau valori negative, cu scopul de a putea aprecia cît de aproape sau de departe sînt cunoştinţele examinatului faţă de întrebarea pusă.

2. Instalaţia se mai caracterizează prin aceea că, lipsa răspunsului la o întrebare este de asemenea cotată cu un punctaj oarecare, cu scopul de a nu obliga examinatul să dea un răspuns arbitrar la o întrebare cînd nu are cunoştinţele necesare, punctajul acordat în cazul acesta fiindu-i avantajos comparativ cu punctajul ce s-ar acorda pentru un răspuns greşit.

3. Instalaţia este caracterizată de asemenea prin aceea că nota de trecere se acordă examinatului dacă totalizează un număr minim de puncte şi dacă răspunde corect la un număr minim de întrebări.

Instalaţia descrisă mai sus este în funcţiune la Institutul politehnic Traian Vuia Timişoara.

INSTALAŢIE DE EXAMINARE TEST-3

REZUMAT

În lucrare este descrisă o instalaţie de verificare a cunoştinţelor unui grup de examinaţi construită în cadrul centrului de instruire programată de la Institutul politehnic Timişoara.

Faţă de alte instalaţii construite în acelaşi scop, instalaţia descrisă prezintă avantajele următoare :

a) presupune întrebări cu mai multe grade de dificultate,

b) oferă patru răspunsuri pentru fiecare întrebare, fiecare răspuns fiind cotat în conformitate cu apropierea faţă de răspunsul corect,

c) permite examinatului să confirme necunoaşterea temei în care caz punctajul ce i se acordă îi este favorabil faţă de cazul în care ar alege la întîmplare un răspuns eronat,

d) nota acordată în final ţine cont atît de numărul de puncte acordate la toate răspunsurile date cît şi de numărul de întrebări la care s-a răspuns corect,

e) este complet tranzistorizată ceea ce-i conferă un grad înalt de siguranţă în funcţionare.

Pentru instalaţia descrisă există proiect de execuţie.

УСТАНОВКА ДЛЯ ЭКЗАМИНИРОВАНИЯ ТЭСТ-3

(РЕЗЮМЕ)

В работе описывается установка для проверки знаний группы экзаминируемых, созданая центром программированного обучения при Тимишорском Политехническом Институте.

По сравнению с другими установками созданными с этой целью, описанная установка представляет следующие превосходства :

а) задает вопросы различной степени сложности,

б) дает четыре ответа на каждый вопрос, причём каждый ответ оценивается в соответствии с правильным ответом.

в) позволяет экзаминируемому сознать незнание темы ; в данном случае полученная отметка оказывается лучше отметки полученной в случае ошибочного ответа,

г) окончательная оценка учитывает как число отметок полученных по всем ответам, так и число вопросов на которые был дан правильный ответ ;

д) установка цельностью транзисторизирована, что придает ей высокую степень надёжности в работе.

Для описанной установки имеется проэкт по исполнению.

EXAMINATION-INSTALATION „TEST-3"

SUMMARY

In this paper a knowledge checking instalation built bx the Centre of Programmed Instruction of the Politechnical Institute „Traian Vuiă„ of Timișoara is described.

With respect to other similar instalations this one presents the following advantages :

a) questions with more difficulty degrees are supposed,

b) it offers four answers for each question, each answer being marked according to its approaching the correct one,

c) it allows the examinated person to state his ignorance in wich case the mark he receives for it is higher than if he chose a mistaken answer at random,

d) the final mark accounts both for the number of points received for all the answears and for the number correct answered questions,

e) it is completely transistorised and this endows it with a high degree of fiability.

For the above described instalation there is a project of execution.

Buletinul ştiinţific şi tehnic al I.P.T.
Seria Electrotehnică
Tom. 18 (32), Fasc. 1/1973

METODĂ ITERATIVĂ PENTRU DETERMINAREA PARAMETRILOR DE ACORDARE A REGULATOARELOR AUTOMATE CU AJUTORUL CALCULATORULUI NUMERIC *)

DE

N. BUDIŞAN, I. BABUŢIA, I. MIHĂESCU, ST. GÎRLAŞU

1. INTRODUCERE

Lucrarea a fost efectuată în cadrul acţiunii de elaborare al unor programe FORTRAN pentru uzul proiectanţilor de sisteme automate şi a personalului de exploatare a acestora.

Programul FORTRAN considerat în prezenta lucrare a fost elaborat pentru acordarea regulatoarelor PID. Metoda este valabilă însă şi pentru celelalte tipuri de regulatoare cu acţiune continuă liniare, programele de calcul al acordării acestora putînd fi obţinute prin particularizare.

2. PRINCIPIUL METODEI

Ţinînd seama de capacitatea calculatoarelor electronice de a efectua rapid calculele, s-a considerat acceptabilă o metodă iterativă [1, 2] de exploatare a unui spaţiu avînd drept dimensiuni valorile posibile ale parametrilor de acordare a regulatorului – banda de proporţionalitate D_a, timpul integral T_i, şi timpul de diferenţiere T_d.

Paşii de iteraţie se aleg, la început, relativ mari, de exemplu :

$$(\Delta D_a)_1 = (D_{a\ max} - D_{a\ min}) / 5, \tag{1}$$

$$(\Delta T_i)_1 = (T_{i\ max} - T_{i\ min}) / 5, \tag{2}$$

$$(\Delta T_d)_1 = (T_{d\ max} - T_{d\ min}) / 5, \tag{3}$$

aşa cum este arătat în figura 1.

În spaţiul parametrilor D_a, T_i, T_d se consideră, astfel, un număr de $(5+1)^3 = 216$ puncte şi, corespunzător, 216 posibilităţi de acordare a regulatorului.

*) Primită la redacţie la data de 20 XII 1972

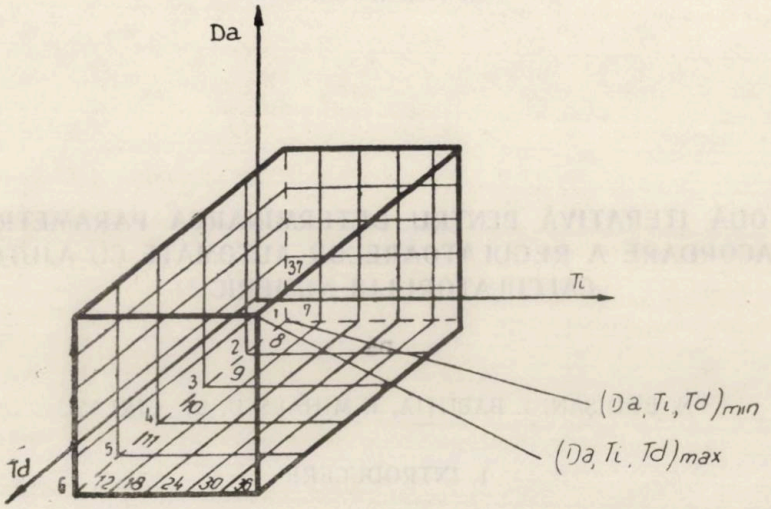


Fig.1. — Spaţiul valorilor parametrilor de acordare.

Printr-un program adecvat, se calculează apoi succesiv, pentru punctele 1, 2, 3, ..., 216, rezultate în spaţiul D_a, T_i, T_d, răspunsul la semnal treaptă unitară al sistemului automat de reglare (*SAR*) şi indicii corespunzători ai calităţii dinamice a sistemului – timpul de reglare T_r, indicii integrali $\int |(e-e_{stab})|\,dt$ $\int(e-e_{stab})^2\,dt$, suprareglarea maximă σ_{max} etc. Dintre toate posibilităţile de, acordare, considerate în spaţiul D_a, T_i, T_d, se reţine acordarea pentru care răspunsul SAR satisface criteriul acceptat pentru indicele optim de calitate

$$\mathrm{IND}_{opt} = \begin{cases} T_r = \min \\ \int |(e-e_{stab})|\,dt = \min \\ \int (e-e_{stab})^2 |\,dt = \min \\ \sigma_{max} = 20\%,\ T_r = \min \text{ etc.} \end{cases} \tag{4}$$

Coordonatele punctului din spaţiul D_a, T_i, T_d, determinat astfel, se consideră drept valori optime ale parametrilor de acordare; $(D_{a\,opt})_1$, $(T_{i\,opt})_1$, $(T_{d\,opt})_1$.

Avînd în vedere caracterul discret al explorării spaţiului D_a, T_i, T_d, se consideră că, în realitate, punctul corespunzător acordării optime nu a fost determinat exact, datorită valorilor mari ale paşilor de iteraţie consideraţi iniţial. Pentru găsirea punctului optim, în continuare se consideră un spaţiu restrîns, avînd dimensiunile $2(\Delta D_a)_1$, $2(\Delta T_i)_1$, $2(\Delta T_d)_1$ şi centrul în punctul de, coordonate $(D_{a\,opt})_1$, $(T_{i\,opt})_1$, $(T_{d\,opt})_1$. Calculele se reiau pentru acest spaţiu adoptînd, de data aceasta, paşii de iteraţie mai mici, de exemplu:

$$(\Delta D_a)_2 = 2(\Delta D_a)_1 /5 \tag{5}$$

$$(\Delta T_i)_2 = 2(\Delta T_i)_1 /5 \tag{6}$$

$$(\Delta T_d)_2 = 2(\Delta T_d)_1 /5. \tag{7}$$

Procedînd metodologic, în modul arătat pentru exploatarea spaţiului mare D_a, T_i, T_d, de data aceasta însă pentru spaţiul restrîns considerat, se obţine, în cele din urmă, punctul ale cărui coordonate asigură desfăşurarea optimă a răspunsului la semnal treaptă. Coordonatele punctului găsit astfel se consideră ca valori optime ale parametrilor de acordare a regulatorului.

3. BAZELE MATEMATICE ALE METODEI

Se presupune cunoscută funcţia de transfer a sistemului căruia i se ataşează regulatorul

$$Y_{BO}(s) = \frac{K_{OB}}{a_{n+1}s^n + a_n s^{n-1} + \ldots + a_1}. \tag{8}$$

Considerînd ecuaţia diferenţială a regulatorului PID

$$c(t) = K_R\left[a(t) + \frac{1}{T_i}\int a(t)\,dt + T_d\frac{da(t)}{dt}\right], \tag{9}$$

unde

$$K_R = \frac{c_{max}\cdot 100}{r_{max}\cdot D_a} \tag{10}$$

în care

c_{max} – valoarea maximă a mărimii de ieşire a regulatorului,

r_{max} – valoarea maximă a mărimii de intrare în regulator (mărimea de reacţie principală a SAR),

poate fi calculată funcţia de transfer a regulatorului

$$Y_R(s) = \frac{K_R T_i T_d s^2 + K_R T_i s + K_R}{T_i s}. \tag{11}$$

Ţinînd seama de modul de interacţiune dintre regulator (R) şi restul sistemului (OB), arătat în figura 2, poate fi găsită imaginea operaţională (Laplace) a răspunsului SAR la semnal treaptă unitară

$$E(s) = \frac{c_3 s^2 + c_2 s + c_1}{(b_{n+2}\cdot s^{n+1} + b_{n+1}\cdot s^n + \ldots + b_2 s + b_1)s} = \frac{P_{(s)}}{sQ_{(s)}}, \tag{12}$$

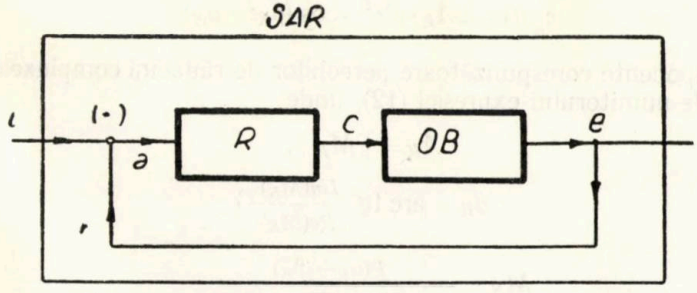


Fig. 2. — Schema bloc generală a SAR cu regulator.

unde

$$c_1 = K_{OB}K_R/a_{n+1}Ti, \tag{13}$$

$$c_2 = K_{OB}K_R/a_{n+1}, \tag{14}$$

$$c_3 = K_{OB}K_RT_d/a_{n+1}, \tag{15}$$

$$b_1 = K_{OB}K_R/a_{n+1}Ti, \tag{16}$$

$$b_2 = (a_1+K_{OB}K_R)/a_{n+1}, \tag{17}$$

$$b_3 = (a_2+K_{OB}K_RT_d)/a_{n+1}, \tag{18}$$

$$b_4 = a_3/a_{n+1}, \tag{19}$$

$$b_5 = a_4/a_{n+1}, \tag{20}$$

$$\cdots\cdots\cdots\cdots$$

$$\cdots\cdots\cdots\cdots$$

$$b_{n+1} = a_n/a_{n+1} \tag{21}$$

$$b_{n+2} = 1. \tag{22}$$

Printr-o transformare operaţională inversă poate fi găsită funcţia originală — răspunsul la semnal treaptă unitară –

$$e(t) = e_0 + \sum e_i(t) + \sum e_k(t), \tag{23}$$

în care

$$e_0 = \frac{P(0)}{Q(0)} \tag{24}$$

– componentă corespunzătoare rădăcinii nule a numitorului expresiei (12),

$$e_i(t) = \frac{P(s_i)\cdot\varepsilon^{s_it}}{s_iQ(s_i)} \tag{25}$$

– componente corespunzătoare rădăcinilor reale s_i ale numitorului expresiei (12),

$$e_K(t) = 2A_K\cdot\varepsilon^{\alpha_Kt}\cdot\cos(\beta_Kt+a_K) \tag{26}$$

– componente corespunzătoare perechilor de rădăcini complexe conjugate $(\alpha_k \pm j\beta_K)$ ale numitorului expresiei (12), unde

$$A_K = |M_K|, \tag{27}$$

$$a_K = \operatorname{arc\,tg}\frac{Im(M_K)}{Re(M_K)}, \tag{28}$$

$$M_K = \frac{P(\alpha_K+j\beta_K)}{(\alpha_K+j\beta_K)\cdot Q'(\alpha_K+j\beta_K)}. \tag{29}$$

Durata fiecărei componente tranzitorii se consideră egală cu timpul necesar pentru ca componenta respectivă sau înfășurătoarea ei (în cazul rădăcinilor complexe conjugate) să devină egală cu 1% din valoarea staționară a mărimii de ieșire

$$\frac{P(s_i)\cdot\varepsilon^{s_i T_i}}{s_i\cdot Q'(s_i)} : e_0 = 0{,}01 \tag{30 a}$$

sau

$$2A\cdot\varepsilon^{a_K T_K} : e_0 = 0{,}01. \tag{30 b}$$

Ținînd seama de relațiile de mai sus, pot fi obținute relații de calcul pentru durata componentelor tranzitorii

$$T_i = \frac{1}{s_i}\cdot 1n\left|\frac{0{,}01\ P(0)\ Q'(s_i)\ s_i}{Q(0)\ P(s_i)}\right| \tag{31 a}$$

sau

$$T_K = \frac{1}{\alpha_K}\cdot 1n\left|\frac{0{,}01\ P(0)}{2A_K Q(0)}\right|. \tag{31 b}$$

Durata procesului tranzitoriu se consideră egală cu cea mai mare dintre duratele componentelor tranzitorii

$$T = \text{Max}\ (T_1,\ T_2,\ T_3\cdots). \tag{32}$$

Considerînd necesară determinarea răspunsului tranzitoriu în N puncte, rezultă valoarea intervalelor de calcul al răspunsului tranzitoriu

$$\Delta t = \frac{T}{N-1}. \tag{33}$$

4. ELABORAREA ALGORITMULUI DE CALCUL ȘI PROGRAMUL FORTRAN

Pentru fiecare punct al spațiului D_a, T_i, T_d, se adoptă următoarea succesiune a calculelor:

1. Se studiază stabilitatea SAR, considerînd semnul rădăcinilor numitorului funcției lui de transfer:

$$b_{n+2}s^{n+1} + b_{n+1}s^n + \cdots + b_2 s + b_1 = 0. \tag{34}$$

Pentru calculul rădăcinilor se face apel la subrutina DPORAN existentă în biblioteca matematică a calculatorului FELIX-256 [3, 4].

În cazul cînd există rădăcini cu partea reală pozitivă, sistemul fiind instabil, se trece la punctul următor al spațiului, D_a, T_i, T_d. În caz contrar, se trece la etapa următoare a calculului.

2. Se calculează răspunsul SAR la semnul treaptă unitară cu relațiile date, în N puncte, la intervale de timp Δt, determinate cu relația (33).

3. Pentru răspunsul tranzitoriu, calculat la punctul 2, se calculează indicele de calitate considerat în cadrul criteriului de acordare acceptat $-T_r$, σ_{max}, $\int|(e-e_{stab})|\,dt$, $\int(e-e_{stab})^2\,dt$ etc.

Se compară indicele de calitate, calculat pentru punctul considerat, cu cel care a fost reţinut ca fiind optim din calculele efectuate pentru punctele precedente. În cazul cînd noul indice este superior celui considerat anterior ca fiind optim şi coordonatele punctului respectiv al spaţiului D_a, T_i, T_d se consideră ca valori optime ale parametrilor de acordare a regulatorului. Calculele se repetă, în modul arătat, pentru toate punctele spaţiului D_a, T_i, T_d, fiind reţinute, în final, valorile optime ale parametrilor de acordare.

Ordinograma de calcul al parametrilor de acordare a regulatoarelor este prezentată în paginile 27 şi 20.

În cazul acceptării, drept criteriu de acordare, a timpului minim de desfăşurare a răspunsului tranzitoriu T_r=min, durata procesului se consideră egală cu timpul după care valoarea răspunsului intră în zona valorilor diferite de valoarea stabilizată cu mai puţin de 5%.

În cazul cînd acordarea se face urmărind realizarea unei anumite suprareglări, de exemplu σ_{max}=20%, algoritmul de calcul a fost întocmit considerînd următoarele:

În fiecare punct al spaţiului explorat se calculează suprareglarea maximă. Dacă această suprareglare este apropiată de valoarea admisă a suprareglării cu mai puţin de 10% din valoarea acesteia din urmă, se calculează durata TIMPREGL a răspunsului tranzitoriu, considerînd această durată ca criteriu de comparaţie pentru următoarele puncte ale spaţiului D_a, T_i, T_d. În urma explorării întregului spaţiu D_a, T_i, T_d se reţine punctul pentru care suprareglarea are valoarea impusă şi cel mai mic timp de răspuns.

5. REZULTATE OBŢINUTE

Metoda de determinare a parametrilor de acordare a regulatoarelor automate prezentată în lucrare, a fost aplicată în cazul unui PROCES descris de o funcţie de transfer $Y_{OB}(s)$ de ordinul al 3-lea, situaţie caracteristică, dacă se are în vedere faptul că, în cazul identificării experimentale a proceselor, acestea pot fi aproximate, suficient de bine, cu o ecuaţie diferenţială, respectiv a funcţie de transfer, de ordinul al 3-lea. S-a acceptat drept criteriu al indicelui optim de calitate $IND_{opt} = \int (e - e_{stabilizat})^2 \, dt = \min$.

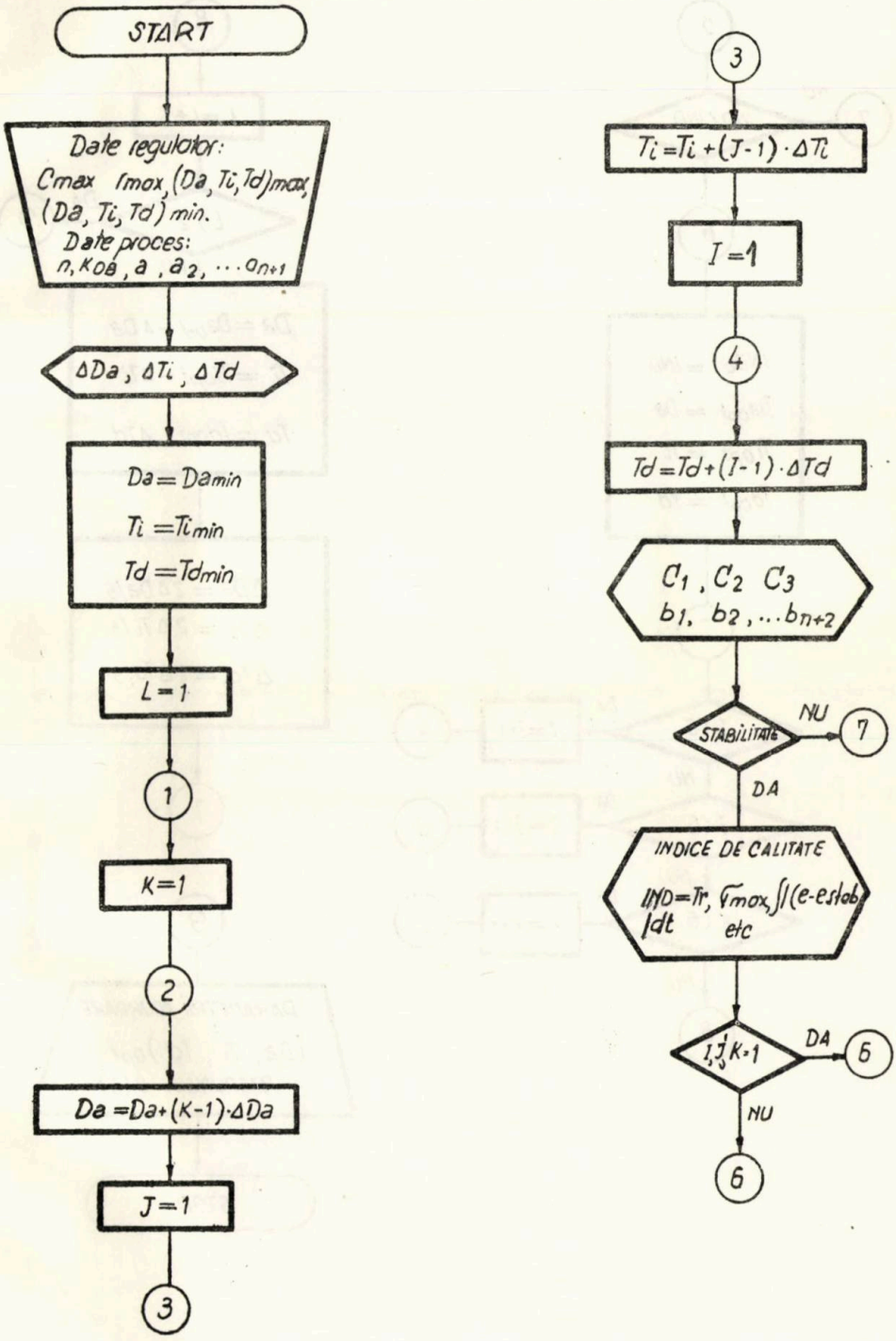
Programul a fost executat de două ori. La prima execuţie s-au admis paşi de iteraţie relativ mari (216 puncte ale spaţiului D_a, T_i, T_d), exprimaţi de relaţiile (1), (2), (3); la a doua execuţie s-a explorat şi spaţiul din vecinătatea punctului de acordare, găsit optim la prima execuţie, cu paşi de iteraţie mai mici, exprimaţi de relaţiile (5), (6), (7) (în total 432 puncte ale spaţiului D_a, T_i, T_d).

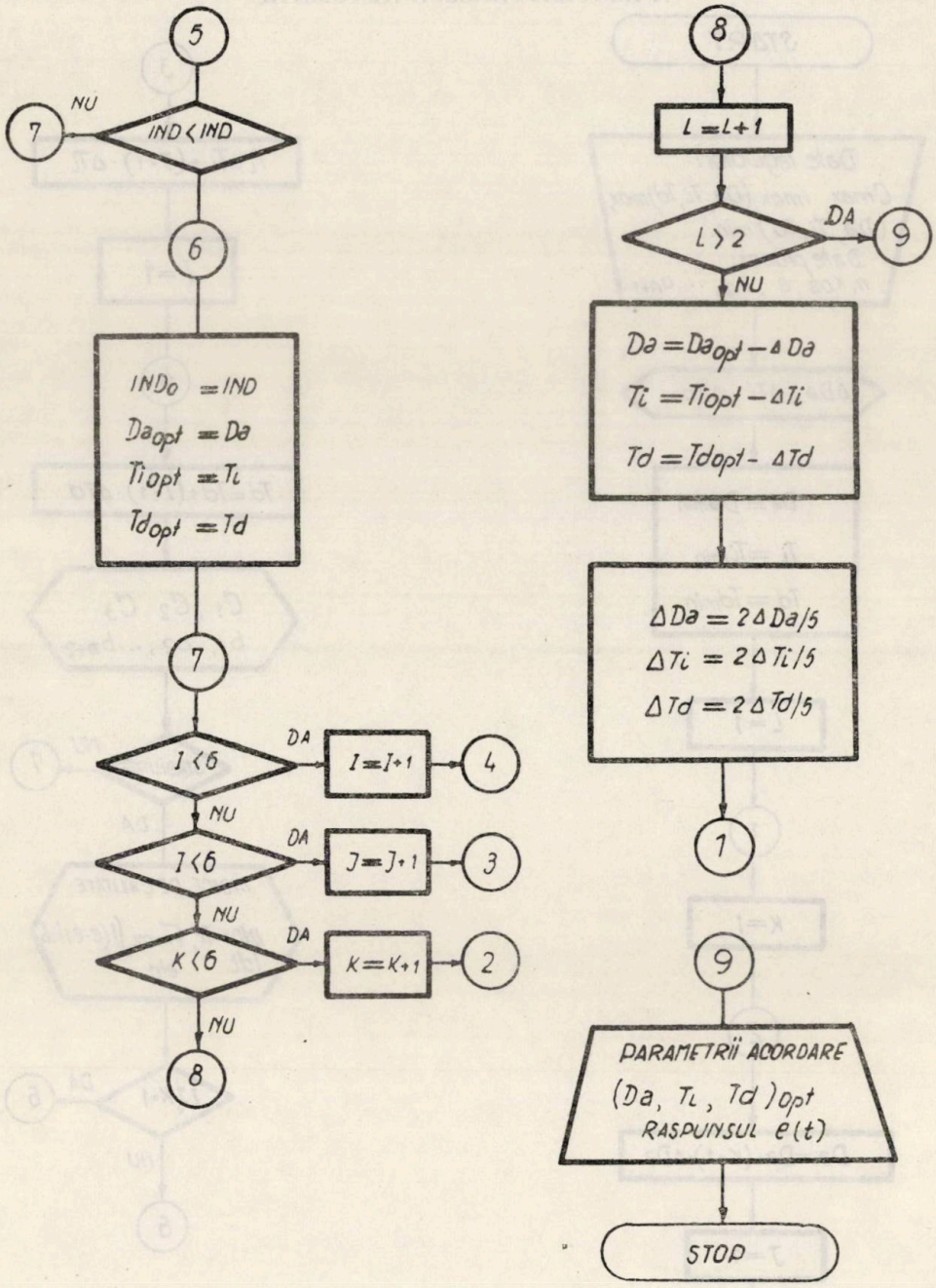
Prima execuţie a reclamat un „timp de calculator" (inclusiv compilarea) egal cu 6 minute, iar a doua execuţie un timp egal cu 12 minute.

Procesele tranzitorii, de răspuns la semnal treaptă la intrare, care se obţin în cazul acordărilor calculate în cele două situaţii considerate, diferă neînsemnat.

Rezultatele obţinute permit a se trage concluzia că, în cazul considerat, explorarea spaţiului parametrilor de acordare D_a, T_i, T_d cu paşi stabiliţi prin relaţiile (1), (2), (3) (în 216 puncte) conduce la rezultate suficient de bune, „timpul de calculator" fiind în acest caz relativ redus.

6. ORDINOGRAMA DE CALCUL AL PARAMETRILOR DE ACORDARE A REGULATOARELOR AUTOMATE




5
NU
7
IND < IND
6
INDo = IND
Daopt = Da
Tiopt = Ti
Tdopt = Td
7
I < 6
DA
I = I+1
4
NU
J < 6
DA
J = J+1
3
NU
K < 6
DA
K = K+1
2
NU
8
8
L = L+1
L > 2
DA
9
NU
Da = Daopt − Δ Da
Ti = Tiopt − ΔTi
Td = Tdopt - ΔTd
ΔDa = 2ΔDa/5
ΔTi = 2ΔTi/5
ΔTd = 2ΔTd/5
1
9
PARAMETRII ACORDARE
(Da, Ti, Td)opt
RASPUNSUL e(t)
STOP

BIBLIOGRAFIE

1. Kagan B. M., Ter-Mikaelian T. M. *„Rezolvarea problemelor inginereşti cu calculatoare numerice*, „Bucureşti, Editura tehnică, 1965.
2. Kagan B. M. — *„Rasciot ustoicivosti elektriceskih sistem avtomaticeskogo regulirovania na ţifrovîh vicislitelnîh maşinah.*" In: Vestnik elektropromîşlennosti, 1957, nr. 10.
3. — *Ordinateur IRIS—50. Manuel d'utilisation. FORTRAN IV. Compagnie Internationale pour l'informatique.* Paris, 1971.
4. — *Ordinateur IRIS—50. Sous programmes mathématiques. Manuel d'utilisation. Compagnie Internationale pour l'Informatique.* Paris, 1971.

ИТЕРАЦИОННЫЙ МЕТОД ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ НАСТРОЙКИ АВТОМАТИЧЕСКИХ РЕГУЛЯТОРОВ С ПОМОЩЮ ЦИФРОВЫХ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ МАШИН

(РЕЗЮМЕ)

В работе представлены алгорифм расчёта для определения параметров настройки автоматических регуляторов итерационным методом. Расчёт был проведен на вычислительной машине 2 раза. При первом расчёте (машинное время 6 минут) допущены относительно большие итерационные шаги (216 точек пространства параметров настройки). При втором расчёте (машинное время 12 минут) эксплорировалось и пространство вблизи оптимума, найденного при первом расчёте, причём с меньшими итерационными шагами (432 точки пространства параметров настройки). Переходные процессы, полученные в указанных два случаях, расходятся незначительно.

ITERATIVES VERFAHREN FÜR DIE BESTIMMUNG DER AKORDIERUNGSPARAMETER BEI AUTOMATISCHEN REGLERN MIT HILFE DER DIGITALEN RECHENANLAGE

(ZUSAMMENFASSUNG)

In der vorliegenden Arbeit wird der Rechenalgorithmus für die Bestimmung der Akordierungsparameter bei automatischen Reglern beschrieben, wobei das iterative Verfahren benützt wird. Die Berechnung wurd zweimal durchgeführt. Bei der ersten Durchführung – welche eine Rechene zeit von 6 Minuten benötigte – wurden relativ grosse Iterationsschritte zugelassen. Bei der zweiten Durchführung, in der Zeit von 12 Minuten, wurde auch der Raum in der Nähe des Akordierungspunktes erforscht, bei der ersten Durchführung für optim befunden, mit kleineren Iterationsschritten. Die Durchgangsprozesse der Beantwortung auf Stufensignal, welche man erhält im Falle der Akordierungen berechnet in den zwei in Betracht gezogenen Situationen, unterscheiden sich nur unbedeutend voneinander.

ITERATIVE METHOD FOR THE DETERMINATION OF AUTOMATIC CONTROLLERS ADJUSTING PARAMETERS WITH DIGITAL COMPUTER

(SUMMARY)

The paper presents a calculation algorithm for automatic controllers adjusting parameters determination, using an iterative method. The calculation has been executed twice. At the first execution, with a „computer time" of 6 minutes, relatively large iteration steps had been accepted. At the second execution, in 12 minutes, the space in the neighbourhood of the adjusting point, found optimal in the first execution, had been explored with smaller iteration steps. The step response transient processes, obtained in the case of the adjustements, calculated in those two considered situations, differ insignificantly.

LA MÉTHODE ITÉRATIVE POUR LA DÉTERMINATION DES PARAMÉTRES D'ACCORDAGE DES REGULATEURS AUTOMATIQUES À L'AIDE DU CALCULATEUR NUMERIQUE

(RÉSUMÉ)

L'ouvrage présente l'algorythme de calcul pour la détermination des paramètres d'accordage des régulateurs automatiques, en utilisant une méthôde itérative.

Le calcul a été exécuté deux fois. A la première exécution – qui a nécessite un „temps de calculateur" de 6 (six) minutes – on a admis des pas d'itération relativement grands. A la deuxième exécution, pendant 12 (douze) minutes, on a exploré également l'espace du voisinage du point d'acoordage, trouvé optime (le meilleur) pendant la première exécution, avec des pas d'itération plus petits. Les processus transitoires, de réponse au signal èchelon, qui s'obtiennent aux ces deux accordages calculès dans les deux situations considérées, diffèrent peu.

Buletinul ştiinţific şi tehnic al I.P.T.
Seria Electrotehnică
Tom. 18 (32), Fasc. 1/1973

METODĂ DE CALCUL ŞI DE COMPENSARE A INFLUENŢEI EFECTULUI LONGITUDINAL LA MOTOARELE LINIARE*.

DE

ION BOLDEA

1. INTRODUCERE.

1.1. Scopul lucrării.

Distribuţia cîmpului electromagnetic la motoarele liniare este influenţată îndeosebi de efectele longitudinal, transversal şi cel de refulare.

Considerarea simultană, în calcule, a celor trei fenomene introduce dificultăţi matematice care pot fi depăşite numai prin metode numerice.

În calculele inginereşti de predeterminare a performanţelor motoarelor liniare se pot obţine rezultate satisfăcătoare ca precizie şi uşor utilizabile dacă se studiază în prima etapă efectul transversal şi de refulare calculîndu-se parametrii echivalenţi ai indusului, iar în etapa a doua — pe baza definirii conductivităţii complexe echivalente — se ia în considerare efectul longitudinal. Pe această linie lucrarea de faţă propune o metodă de calcul şi de compensare a efectului longitudinal.

1.2. *Conductivitatea complexă* echivalentă a indusului se defineşte prin relaţia

$$\sigma = \frac{b}{\delta} \cdot \frac{\sigma \cdot R'_{20}}{R'_2 + jX'_2 \cdot S} = \sigma_r - j \cdot \sigma_x; \quad R'_{20} = \frac{6a}{\sigma \cdot b} \cdot \frac{(NK_B)^2}{p \cdot \tau} \tag{1}$$

unde :

b — este semi-grosimea plăcii indus ;
δ — semi-întrefierul total,
R'_{20} — rezistenţa echivalentă a indusului redusă la inductor în absenţa efectelor transversal, longitudinal şi de refulare ;
a — semi-lăţimea inductorului $2p+1$ — numărul total de poli ai inductorului ;
τ — pasul polar ;
N — numărul de spire pe faza inductorului ;
k_B — factorul de bobinaj al inductorului ;

*) Primită la redacţie la data de 20 XII. 1972.

S – alunecarea;

R'_2 și X'_2 – rezistența și reactența de dispersie a indusului obținută ținînd cont de efectul transversal și de refulare (a se vedea și [2]). R'_2 și X'_2 sînt variabile cu alunecarea la frecvență de alimentare a inductorului constantă, prin urmare și σ va fi o mărime variabilă cu alunecarea.

1.3. Ipoteze de calcul

Se consideră un motor liniar bilateral cu indus placă omogenă cu număr impar de poli $(2p+1)$ cu crestături marginale semi-bobinate [2].

Se consideră numai fundamentala solenației specifice a inductoarelor și intrefierul-uniform.

Permeabilitatea magnetică a miezului inductoarelor se consideră infinită.

2. ECUAȚIILE CÎMPULUI ELECTROMAGNETIC

2.1 În absența indusului.

În absența indusului în cele cinci zone ale inductoarelor (fig. 1) cîmpul magnetic are expresiile cunoscute:

$$H_{co} = 0 \tag{2}$$

$$H_{c1} = -\frac{1}{2} \cdot \frac{\tau}{\pi} \cdot \frac{J_{sm}}{2\delta} \cdot \left[\cos\left(\omega_1 t - \frac{\pi}{\tau} x\right) - \cos(\omega_1 t)\right] \tag{3}$$

$$H_{c2} = -\frac{\tau}{\pi} \cdot \frac{J_{sm}}{2\delta} \cdot \left(\cos\left(\omega_1 t - \frac{\pi}{\tau} x\right)\right) \tag{4}$$

$$H_{c3} = -\frac{\tau}{2\pi} \cdot \frac{J_{sm}}{2\delta} \left[\cos\left(\omega_1 t - \frac{\pi}{\tau} x\right) + \cos(\omega_1 t)\right] \tag{5}$$

$H_{c4} = 0$;

Ox – direcția de mișcare

J_{sm} – solenația specifică a inductorului

ω_1 – pulsația unghiulară a curentului din inductor (6)

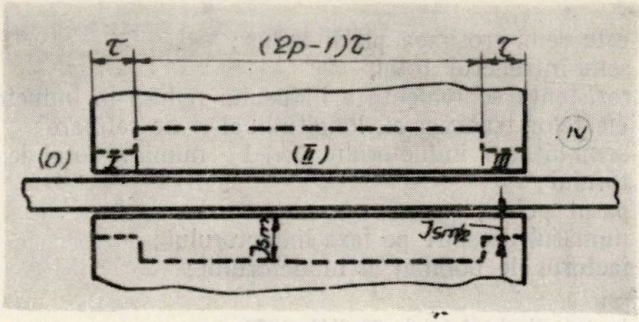


Fig. 1. Zonele cîmpului în intrefier.

În rezolvarea ecuaţiilor lui Maxwell indicii c se referă la cîmpul în absenţa indusului iar indicii r la intensitatea cîmpului magnetic de reacţie al indusului.

2.2. Cîmpul magnetic de reacţie al indusului.

Considerăm o variaţie sinusoidală în timp a tuturor mărimilor cîmpului electromagnetic.

În acest caz se poate utiliza forma complexă cu toate avantajele ce decurg din aceasta.

Ecuaţiile lui Maxwell în complex se scriu sub forma:

$$\text{rot } \overline{Hr} = j\overline{r} \tag{7}$$

$$\text{rot } \overline{E}_r = -\frac{\partial \overline{B}}{\partial t} - \text{rot}(\overline{B} \times \overline{V}) \tag{8}$$

$$\text{div } \overline{B} = 0 \tag{9}$$

$$\text{div } \overline{E} = 0 \tag{10}$$

$$\overline{H} = \overline{H}_r + \overline{H}_c \tag{11}$$

$$\overline{j}_r = \overline{V} \cdot \overline{E} \tag{12}$$

Din acest sistem se obţine ecuaţia cîmpului magnetic de reacţie al indusului:

$$\frac{d^2H_r}{dx^2} - \mu_0 \cdot V\sigma \cdot \frac{dH_r}{dx} - j\omega_1 \cdot \mu_0 \cdot \sigma \cdot H_r = \mu_0 \cdot V \cdot \sigma \cdot \frac{dH_c}{dx} + j\mu_0 \cdot \omega_1 \cdot \sigma \cdot H_c \tag{13}$$

unde:

V — este viteza de deplasare relativă a inductorului faţă de indus;

μ_0 — permeabilitatea magnetică a vidului.

2.2.1. *Soluţia ecuaţiei omogene.*

Se notează ca V_s viteza sincronă a cîmpului alunecător iar factorul de calitate complex G_c se defineşte prin expresia:

$$G_c = \frac{\mu_0 \cdot V_s \cdot \tau}{\pi} \cdot \sigma \tag{14}$$

Soluţiile ecuaţiei caracteristice (pentru (13)) sînt:

$$K_{1,2} = \left| (\sigma_r - j\sigma_x) \pm \left(\sqrt{\frac{A_1 + C_1}{2}} + j \sqrt{\frac{-A_1 + C_1}{2}} \right| \right| \cdot \frac{\mu_0 \cdot V_s (1 - S)}{2} \tag{15}$$

unde

$$A_1 = \sigma_r^2 \sigma_x^2 + \frac{4 \cdot \omega_1 \cdot \sigma_x}{\mu_0 \cdot V_s^2 (1-S)^2} \tag{16}$$

$$C_1 = \left\{ (\sigma_r^2 + \sigma_x^2) \left[\sigma_r^2 + \sigma_x^2 + \frac{8 \cdot \omega_1}{\mu_0 \cdot V_s^2 \cdot (1-S)^2} \cdot \left(\frac{2 \cdot \omega_1}{\mu_0 V_s^2 \cdot (1-S)^2} - \sigma_x \right) \right| \right|^{1/2} \tag{17}$$

Ecuaţia omogenă are pentru cele cinci domenii, soluţiile:

$$H_{r0}=M_0 \cdot e^{(K_1 \cdot x+j\omega_1 t)} \tag{18}$$

$$H_{r1}=M_1 \cdot e^{(K_1 \cdot x+j\omega_1 \cdot t)}+M_1' \cdot e^{(K_2 \cdot x+j\omega_1 t)} \tag{19}$$

$$H_{r2}=M_2 \cdot e^{(K_1 \cdot x+j\omega_1 t(}+M_2' \cdot e^{(K_2 \cdot x+j\omega_1 t)} \tag{20}$$

$$H_{r3}=M_3 \cdot e^{(K_1 x+j\omega_1 t)}+M_3' \cdot e^{(K_2 \cdot x+j\omega_1 t)} \tag{21}$$

$$H_{r4}=M_4 \cdot e^{(K_2 \cdot x+j\omega_1 t)} \tag{22}$$

2.3. Cîmpul magnetic rezultant.

Soluţiile particulare ale ecuaţiei neomogene se determină foarte uşor. În final, în cele cinci domenii, cîmpul magnetic rezultant obţine expresiile:

$$H_0=M_0 \cdot e^{(K_1 x+j\omega_1 t)} \tag{23}$$

$$H_1=\left(\frac{N_2}{2}+N_1\right) \cdot e^{j(\omega_1 t-\alpha x)}+M_1 e^{(K_1 \cdot x+j\omega_1 t)}+M_1 \cdot e^{(K_2 x+j\omega_1 t)} \tag{24}$$

$$H_2=(N_2+2N_1) \cdot e^{(\omega_1 \cdot t-\alpha x)}+M_2 \cdot e^{(K_1 \cdot x+j\omega_1 \cdot t)}+M_2' e^{(K_2 \cdot x+j\omega_1 t)} \tag{25}$$

$$H_3=\left(\frac{N_2}{2}+N_1\right) \cdot e^{j(\omega_1 t-\alpha x)}+M_3 e^{(K_1 x+j\omega_1 \cdot t)}+M_3 \cdot e^{(K_2 \cdot x+j\omega_1 \cdot t)} \tag{26}$$

$$H_4=M_4 \cdot e^{(K_2 x+j\omega_1 \cdot t)}\ ;\quad \alpha=\pi/\tau \tag{27}$$

unde

$$N_1=-\frac{J_{sm}}{4\alpha\delta}\ ;\quad N_2=\frac{J_{sm}}{2\alpha \cdot \delta} \cdot \frac{j \cdot S \cdot G_c}{1+j \cdot s \cdot G_c}\ ; \tag{28}$$

2.4. Constantele de integrare.

Intensitatea de cîmp magnetic prezintă continuitate în planele

$x=[0\ ;\ \sigma\ ;\ 2p\sigma\ ;\ (2p+1)\ \sigma]$:

$$H_0(0,\ t)=H_1\ (0,\ t) \tag{29}$$

$$H_1(\sigma,\ t)=H_2\ (\sigma,t) \tag{30}$$

$$H_2(2p\tau,\ t)=H_3(2p\tau,\ t) \tag{31}$$

$$H_3((2p+1)\ \tau,\ t)=H_4((2p+1)\ \tau,\ t) \tag{32}$$

Din condiţiile de continuitate ale densităţii de curent din indus se obţin încă patru ecuaţii:

$$\left(\frac{\partial H_{r0}}{\partial x}\right)_{x=1}=\left(\frac{\partial H_{r1}}{\partial x}\right)_{x=0}\ ;\quad \left(\frac{\partial H_{r1}}{\partial x}\right)_{x=\tau}=\left(\frac{\partial H_{r2}}{\partial x}\right)_{x=\tau} \tag{3 3}$$

$$\left(\frac{\partial H_{r2}}{\partial x}\right)_{x=2p\tau}=\left(\frac{\partial H_{r3}}{\partial x}\right)_{x=2p\tau}\ ;\quad \left(\frac{\partial H_{r3}}{x}\right)_{x=(2p+1)\tau}=\left(\frac{\partial H_{r4}}{\partial x}\right)_{x=(2p+1)\tau} \tag{34}$$

Soluțiile sistemului liniar de 8 ecuații cu 8 necunoscute sînt de forma:

$$M_2 = \frac{K_2}{K_1 - K_2} \cdot N \cdot e^{-2p\tau K_2} \cdot (1 - e^{-\tau \cdot K_1}) \tag{35}$$

$$M_1 = \frac{K_2}{K_2 - K_1} N \cdot (e^{-K_1\tau} + e^{-2p\tau} + e^{-(2p+1)\tau K_2}) \tag{36}$$

$$M_1' = \frac{K_2}{K_2 - K_1} \cdot M \tag{37}$$

$$M_2' = \frac{K_1}{K_1 - K_2} \cdot M \cdot (e^{-K_2 \cdot \tau} - 1)$$

$$M_2 = \left(\frac{N_2}{2} + N_1\right) + j\frac{\alpha . N_2}{2K_1}\ ;\ N = \frac{N_2}{2} + N_1 + j\frac{\alpha \cdot N_2}{2K_2} \tag{38}$$

$$M_3 = \frac{K_2}{K_2 - K_1} \cdot N \cdot e^{-(2p+1)\tau K_1} \tag{39}$$

$$M_3 = \frac{K_1}{K_1 - K_2} \cdot M[e^{-2p\tau K_2} + e^{-K_2\tau} - 1] \tag{40}$$

$$M_0 = \frac{K_2 N[e^{-K_1\tau} + e^{-2p\tau K_1} - e^{-(2p+1)\tau K_1} - K_1 \cdot M}{K_1 - K_2} + \left(N_1 + \frac{N_2}{2}\right) \tag{41}$$

$$M_4 = \frac{K_2 \cdot N \cdot e^{-(2p+1)\tau} + K_1 \cdot M(e^{-2p\tau K_2} + e^{-K_2\tau} - 1)}{K_1 - K_2} + \left(N_1 + \frac{N_2}{2}\right) \cdot e^{-(2p+1)\tau K_2} \tag{42}$$

2.5. Exemplu numeric.

Pe baza expresiilor de calcul ale intensității cîmpului magnetic rezultant în cele 5 zone pentru un motor liniar cu datele: $\tau = 7{,}5.10^{-2}[m]$; $b = 1.10^{-2}$ $[m]$ $G_c = 1{,}8$; $2 \cdot a = 5{,}5.10^{-2}[m]$ $2p+1 = 7$; $\delta = 1{,}5 \cdot 10^{-2}[m]$, în fig. 2. se prezintă repartiția longitudinală a intensității de cîmp magnetic raportată la solenația specifică primară J_{sm} în momentul $t = O$ în absența indusului și, în prezența acestuia, la valori ale alunecării $S = 1{,}0$ și $0{,}5$.

Se observă deformarea sensibilă a repartiției cîmpului magnetic în direcția de mișcare, la $S = 0{,}5$ datorită efectului longitudinal.

3. FORȚA DE PROPULSIE

Forța de propulsie se calculează cu relația:

$$F_x = R_e\left(2 \cdot a\delta \int_0^{(2p+1)\tau} (i_r \cdot B)\, dx\right) \tag{43}$$

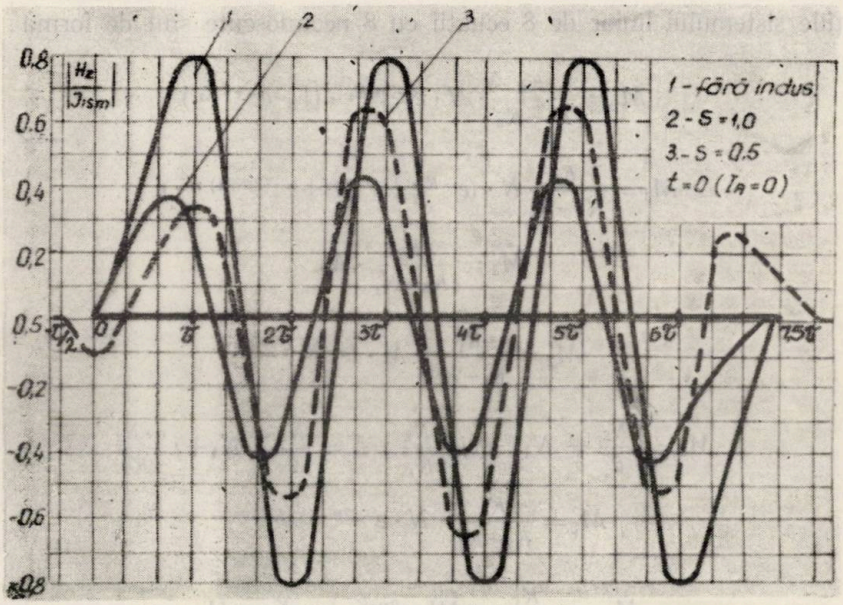


Fig. 2. Cîmpul magnetic la $t=0$

În final după transformări succesive forţa de propulsie obţine o expresie de forma :

$$F_x = 2a\delta \cdot R_e \left\{ j\alpha(N_2+2N_1)N_2 \cdot \left(2p\frac{1}{2}\right) + X_1 \Big|_0^{\tau} + X_2 \Big|_{\tau}^{2p\tau} + X_3 \Big|_{2p\tau}^{(2p+1)\tau} \right\} \quad (44)$$

unde :

$$X_i = \overset{*}{K}_1 M_i^2 \cdot e^{x(K_1+\overset{*}{K}_1)} + \overset{*}{K} \cdot |M_i'|^2 \cdot e^{(K_2+\overset{*}{K}_2)x} + j\frac{\alpha \cdot \overset{*}{N}_2}{n} e^{\cdot(K_1+j\alpha)x} M_i \quad (45)$$

$$+ j\alpha \frac{\overset{*}{N}_2}{n} \cdot M_i' \cdot e^{(K_2-j\alpha)x} + - \overset{*}{K}_1 \frac{\overset{*}{M}_i}{n} (N_2+2N_1) e^{(K_1+\overset{*}{K}-j\alpha)x}$$

$$\overset{*}{K}_2 \frac{\overset{*}{M}_i'}{n} (N_2+2N_1) \cdot e^{x(\overset{*}{K}_2-j\alpha)} + \overset{*}{K}_1 \overset{*}{M}_i \cdot M_i' \cdot e^{x(K_1+K_2)} + \overset{*}{K}_2 \cdot \overset{*}{M}_i' \cdot M_i \cdot e^{(\overset{*}{K}_1\overset{*}{K}_2)x}$$

Pentru $i=1$ şi $i=3$ se ia $n=2$ iar pentru $i=2$, $n=1$.
Primul termen din expresia forţei nu ţine seama de efectul longitudinal, motorul liniar avînd aparent un număr de $(2p-1/2)$ poli şi cîmp pur alunecător. Termenii X_1, X_2, X_3 iau în considerare efectul longitudinal care, la valori mari ale pasului polar şi vitezei sincrone, obţine o pondere importantă şi devine un factor perturbator ce trebuie compensat.

4. METODĂ DE COMPENSARE A EFECTULUI LONGITUDINAL

Principiul metodei. În crestătura primă și cea medie dintre cele semibobinate, se introduc bobine de compensație ale căror spire înfășoară sau nu, în plan transversal, miezul magnetic al inductoarelor (fig. 3).

Amperspirele celor două tipuri de bobine de compensație A_c și B_c sînt dependente, ca amplitudine și fază, de alunecare, de parametrii geometrici ai motorului și de curentul din inductor.

Bobinele de compensație se consideră infinit de înguste în direcția Ox și în acest caz cîmpul magnetic alternativ produs de acestea prezintă un salt în dreptul lor.

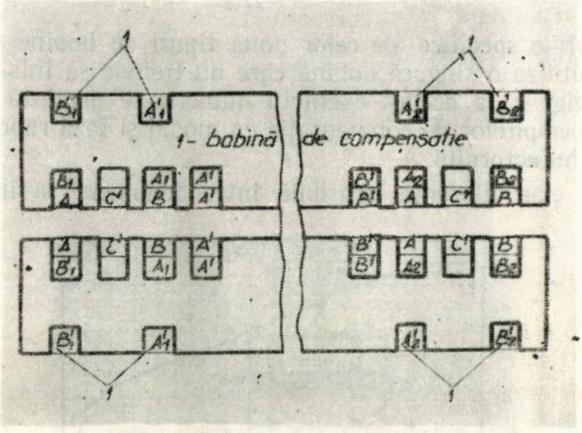


Fig. 3. Bobine de compensație.

În prezența bobinelor de compensație condițiile (29) – (32) de determinare a constantelor de integrare se înlocuiesc prin ecuațiile:

$$H_1(0, t) - H_0(0, t) = B_{c1} \tag{46}$$

$$H_2(\tau, t) - H_1(\tau, t) = A_{c1} \tag{47}$$

$$H_3(2p\tau, t) - H_2(2p\tau, t) = A_{c2} \tag{48}$$

$$H_4((2p+1)\tau, t) - H_3((2p+1)\tau, t) = B_{c2} \tag{49}$$

Din ecuațiile (46) – (49) și (33) – (34) se deduc noile expresii ale constantelor de integrare.

REALIZAREA CÎMPULUI MAGNETIC PUR ALUNECĂTOR, ÎN ZONA CENTRALĂ

Din punct de vedere matematic compensarea efectului longitudinal, adică obținerea cîmpului pur alunecător în zona centrală, înseamnă că:

$$M_2 = 0 \text{ și } M_2' = 0 \tag{50}$$

Aceste condiţii pot fi realizate în două moduri:
a) prin utilizarea bobinelor de compensaţie A_c şi a celor B_c (fig. 3)
b) prin utilizarea bobinelor de compensaţie A_c.

În primul rînd se anulează pe lîngă M_2 şi M_2' încă M_1 şi M_3 adică în zonele marginale dispar două componente aperiodice ale inducţiei magnetice.

Valorile amperspirelor necesare au expresiile:

$$B_{c1} = \left(N_1 \frac{1}{2} N_2\right) + j\alpha \cdot \frac{N_2}{2K_2}; \quad A_{c1} = -B_{c1} \tag{51}$$

$$B_{c2} = \left(\frac{N_2}{2} + N_1\right) + j\alpha \frac{N_2}{2K_2}; \quad A_{c2} = -B_{c2}. \tag{52}$$

Deoarece solenaţiile specifice ale celor două tipuri de bobine sînt în opoziţie şi egale, se va utiliza o singură bobină care nu trebuie să înlănţuie miezul inductorului. În fig. 4, la acelaşi exemplu numeric se prezintă dependenţa de alunecare a amperspirelor de compensaţie ca modul şi fază raportate la solenaţia specifică a inductorului.

Se observă clar diferenţa sensibilă între fenomene la întrare şi ieşire.

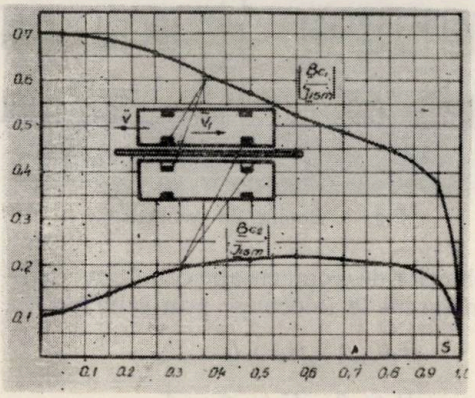


Fig. 4.*a*. $\text{ABS}\left(\frac{B_{c1}}{I_{sm}}\right)$; $\text{ABS}\left(\frac{B_{c2}}{J_{sm}}\right)$.

În cazul al doilea, cînd se renunţă la bobinele marginale B_c, pentru amperspirele bobinelor de compensaţie A_c se obţin expresiile:

$$A_{c10} = \left(\frac{N_2}{2} + N_1 + j\alpha \frac{N_2}{2K_1}\right) \cdot e^{K_2\tau} - 1) \tag{53}$$

$$A_{c20} = \left(\frac{N_2}{2} + N_1 j\alpha \frac{N_2}{2K_2}\right) \cdot \left(\frac{K_1}{K_2} e^{-K_1\tau} - 1)\right] \tag{54}$$

În fig. 5 se prezintă aceste amperspire de compensaţie raportate la cele din cazul *a*).

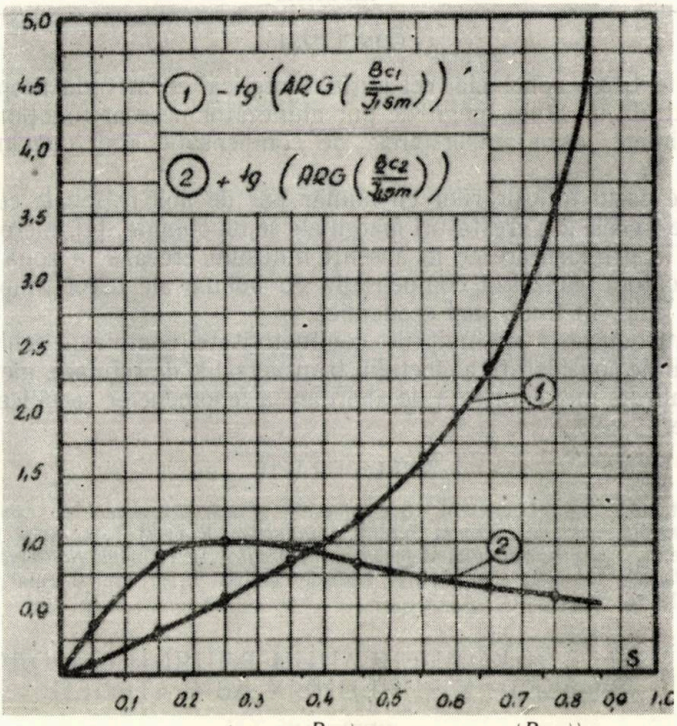


Fig. 4.*b*.— $\mathrm{tg}\left(\mathrm{ARG}\cdot\frac{B_{c1}}{J_{sm}}\right)$; $+\mathrm{tg}\left(\mathrm{AR}\cdot\mathrm{G}\left(\frac{B_{c2}}{J_{sm}}\right)\right)$.

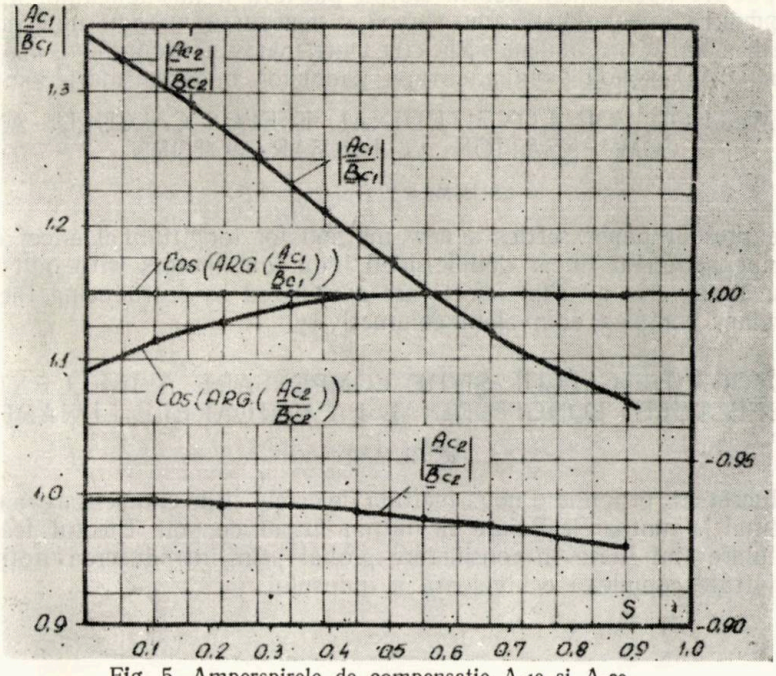


Fig. 5. Amperspirele de compensaţie A_{c10} şi A_{c20}

CONCLUZII

Se poate trage concluzia, cel puţin teoretică, că metoda propusă asigură în zona centrală un cîmp magnetic pur alunecător necesar funcţionării optime a maşinii liniare, dacă amperspirele de compensaţie sînt comandate corespunzător.

Faţă de cazul înfăşurărilor cu număr par de poli raţionale cu bobine de compensaţie în cele 2 q crestături marginale semibobinate, [1], metoda propusă, pornind de la o înfăşurare ce în absenţa indusului creează în zona centrală un cîmp alunecător, realizează compensaţia cu bobine ale căror amperspire sînt mai reduse fiind, în final, mai economică.

Prin introducerea noţiunii de conductivitate complexă echivalentă, ca factor global de considerare a efectului transversal şi de refulare, metoda constituie o modalitate mai completă de abordare a fenomenelor specifice ale motoarelor liniare.

BIBLIOGRAFIE

1. M. Kant, A. Mouliet, M. Sceuer – „*Etude teoretique et experimentale des enroulements des moteurs lineaire à induction*" R. G. E. T. 80, Nr. 1. 1971 p. 13–19
2. I. Boldea – „*Contribuţii privind fenomenele specifice şi calculul electromagnetic al motoarelor asincrone plan liniare*" Teză de doctorat I. P. „Traian Vuia" din Timişoara 1972.

МЕТОД РАСЧЕТА И КОМПЕНСАЦИИ ВЛИЯНИЯ ПРОДОЛЬНОГО ЭФФЕКТА У ЛИНЕЙНЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ

(РЕЗЮМЕ)

В работе предложен новый метод расчета и компенсации продольного эффекта у линейных двигателей с нечётным числом полюсов. Поперечный и нагнетательный эффекты учитываются глобально, введением понятия комплексной эквивалентной удельной проводимости якоря.

A METHOD FOR LONGITUDINAL EFFECT CALCULUS AND COMPENSATION AT LINEAR MOTORS

SUMMARY

The present paper settles a new method for longitudinal effect calculus and compensation at linear double-sided induction motors with odd number of poles. Transverse ad skin effects are considered by introducing the notion of secondary complex equivalent conductivity.

METODĂ DE CALCUL ŞI DE COMPENSARE A INFLUENŢEI EFECTULUI LONGITUDINAL LA MOTOARELE LINIARE

REZUMAT

În lucrare se propune o nouă metodă de calcul şi de compensare a efectulu iongitudinal la motoarele liniare ca număr impar de poli. Efectul transversa ş de refulare sînt luate în considerare global prin introducerea noţiunii de conductivitate complexă echivalentă a indusului.

Buletinul ştiinţific şi tehnic al I.P.T.
Seria Electrotehnică
Tom. 18 (32), Fasc. 1/1973

IDENTIFICAREA PROCESELOR CU AJUTORUL CALCULATORULUI NUMERIC

DE

N. BUDISAN, ST. GÂRLASU, I. BABUTIA, I. MIHAESCU

1. INTRODUCERE

Dintre metodele de determinare experimentală a ecuaţiei diferenţiale a elementelor şi sistemelor dinamice este larg utilizată metoda caracteristicii de răspuns la treaptă [1], [2], [3].

Determinarea coeficienţilor ecuaţiei diferenţiale, în cazul în care ordinul ei este relativ ridicat şi cînd se cere o precizie mărită, reclamă un volum însemnat de calcule [4].

În această situaţie, pentru reducerea timpului de calcul, sînt justificate eforturile pentru automatizarea acestor calcule. În lucrare s-a elaborat algoritmul de calcul şi programul de rezolvare a problemei determinării coeficienţilor ecuaţiei diferenţiale pe baza răspunsului la semnal treaptă, utilizînd calculatorul numeric. Folosirea calculatorului face posibilă aproximarea comportamentului dimanic al elementelor cu ecuaţii diferenţiale de ordin oricît de mare, ceea ce în condiţiile calculelor manuale conduce la calcule laborioase. În literatură, de obicei, se recomandă ca aproximarea să fie limitată la ordinul trei. În cele ce urmează se consideră că, în condiţiile automatizării calculului, este indicat a admite un ordin mai mare de aproximare şi a lăsa la latitudinea utilizatorului aprecierea gradului de aproximare.

2. BAZELE MATEMATICE ALE METODEI

Se consideră elemente cu autoechilibrare avînd ecuaţia diferenţială:

$$a_{n+1}e^{(n)}(t) + a_n e^{(n-1)}(t) + \cdots + a_2 e(t) + a_1 e(t) = i(t). \tag{1}$$

Aşa cum se arată în [4], coeficienţii ecuaţiei (1) pot fi determinaţi, utilizînd datele experimentale furnizate de răspunsul la semnalul treaptă, cu ajutorul următoarelor relaţii:

$$a_1 = \frac{i(\infty) - i(0)}{e(\infty) - e(0)} \tag{2}$$

Primită la redacţie la data de 20. XII. 1972.

$$a_{k+1} = \frac{\sum_{i=0}^{k-1} (-1)^{k+i+1} a_{i+1} I_{k-i}[e(\infty) - e(t)]}{e(\infty) - e(0)}, \tag{3}$$

unde

$$I_{k-i}[e(\infty) - e(t)] = \int_0^\infty \int_t^\infty \int_t^\infty \cdots \int_t^\infty [e(\infty) - e(t)] \cdot dt^{k-i}. \tag{4}$$

$$k = 1, 2, \ldots, n$$

Eroarea de determinare a ordonatelor curbei de răspuns la treaptă, la valori mari ale lui t, conduce la erori importante, la calculul integralelor succesive din relaţia (4), apreciate în literatură la $15-30\%$.

Pentru evitarea integralelor succesive se recomandă utilizarea unor relaţii echivalente, rezultate din (2) şi (3) în care a_1 are aceeaşi valoare, iar ceilalţi coeficienţi se calculează cu relaţia :

$$a_{k+1} = \frac{a_1 \cdot S_k}{e(\infty) - e(0)}, \quad k = 1,2, \ldots, n, \tag{5}$$

unde

$$S_k = \int_0^\infty [e(\infty) - e(t)] \sum_{i=0}^{k-1} (-1)^{k+i+1} \cdot \frac{a_{i+1}}{a_1} \cdot \frac{t^{k-i-1}}{(k-i-1)!} dt. \tag{6}$$

În lucrare se vor lua în considerare coeficienţi pînă la $k=5$.

3. ELABORAREA ALGORITMULUI DE CALCUL

Ţinînd seama că în biblioteca matematică a calculatorului IRIS-50 există procedura subrutină de calcul a integralei funcţiilor tabelate, denumită INTAB şi în dublă precizie DINTAB [5], calculul a fost orientat astfel încît să poată fi utilizată această subrutină pentru calculul expresiilor (6).

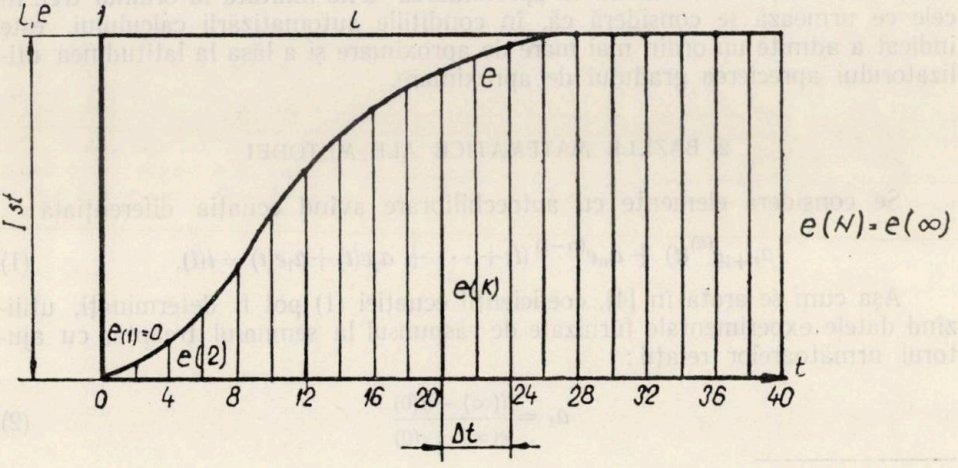
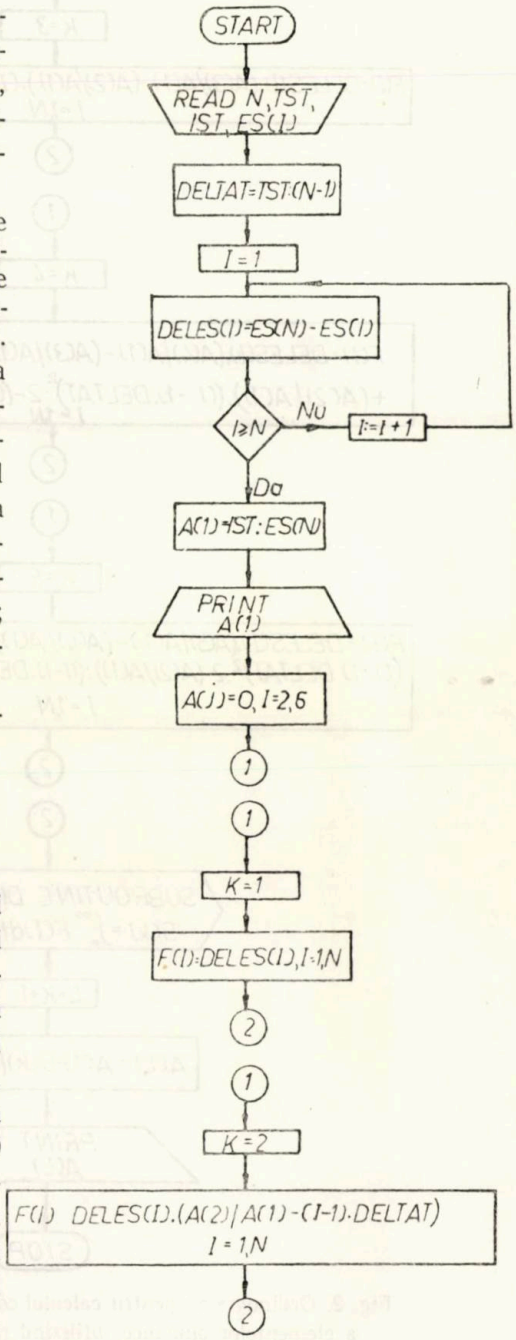


Fig. 1. Semnalul treaptă de intrare şi răspunsul de ieşire corespunzător pentru un caz studiat

La pregătirea datelor experimentale, în vederea introducerii lor în programe, se procedează la segmentarea, în răspunsul la semnal treaptă, a variabilei independente t în $N-1$ intervale egale de timp Δt.

Se determină cele N ordonate ale curbei experimentale corespunzătoare celor $N-1$ intervale și se precizează valoarea semnalului treaptă de la intrare, indicată în figura 1.

În figura 2 este dată ordinograma de calcul al coeficienților ecuației diferențiale. În ordinogramă au fost adoptate următoarele notații: N – numărul punctelor considerate pe caracteristica experimentală; TST – durata procesului; IST – valoarea mărimii de intrare; ES(I) – ordonata punctului I; DELTAT- intervalul de timp; $A(J)$- coeficienții ecuației diferențiale; DELES(I), S(K) – funcții intermediare în cadrul algoritmului.



4. ALGORITM ȘI PROGRAM PENTRU VERIFICAREA METODEI

Verificarea exactității metodei prezentată mai sus [2,3] poate fi făcută calculînd soluția ecuației diferențiale găsite și comparînd-o cu curba experimentală de răspuns la semnal treaptă pe care, analitic, o reprezintă.

Ținînd seama că în biblioteca matematică a calculatorului IRIS-50 nu există o subrutină de calcul a soluției ecuațiilor diferențiale liniare cu coeficienți, constanți, s-a elaborat un algoritm de calcul al acesteia, folosind subrutine existente la acest calculator.

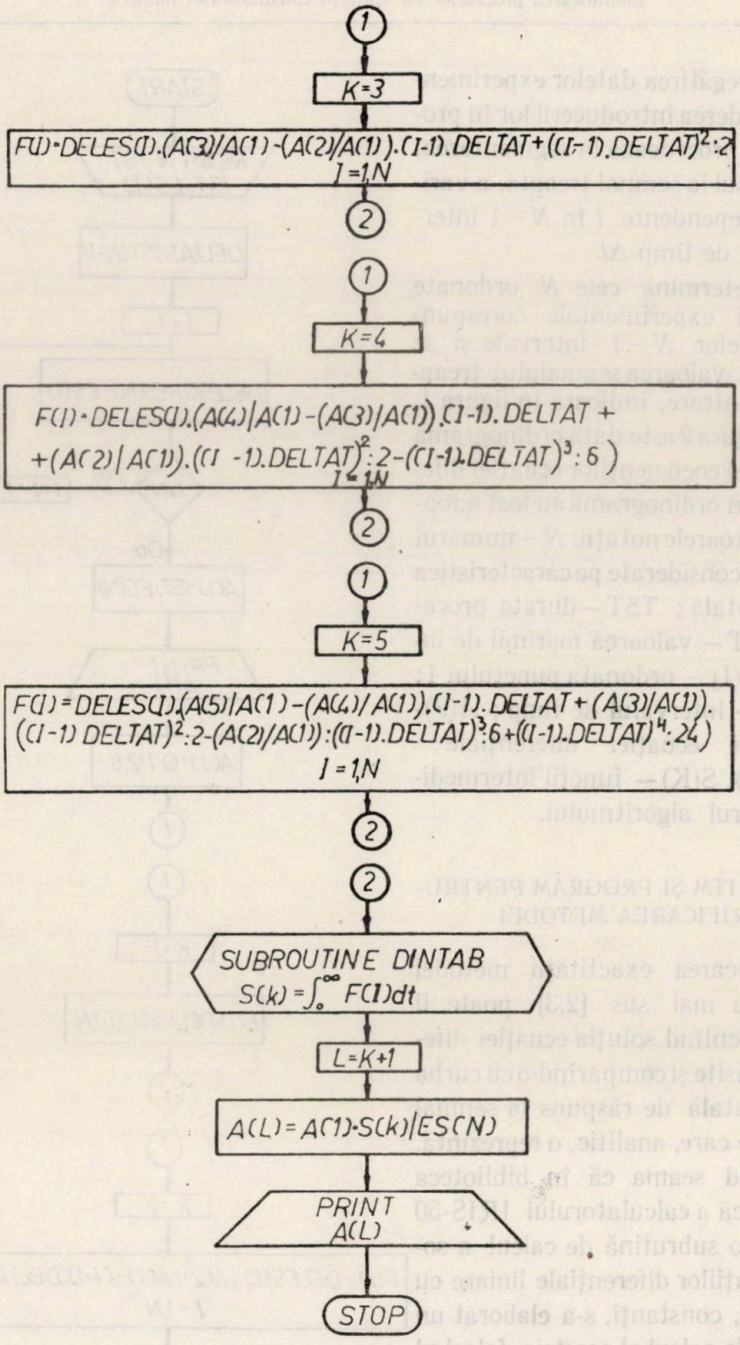


Fig. 2. Ordinograma pentru calculul coeficienților ecuației diferențiale a elementelor dinamice, utilizînd răspunsul la semnul treaptă.

Astfel, pentru rezolvarea ecuaţiei caracteristice, rezolvare ce intervine în cadrul programului, este utilizată subrutina PORAB. Pentru rezolvarea sistemului liniar de ecuaţii algebrice, problemă ce intervine la calculul coeficienţilor din soluţia ecuaţiei caractristice, rezolvare ce intervine în cadrul programului, este utilizată subrutina PORAB. Pentru rezolvarea sistemului liniar de ecuaţii algebrice, problemă care intervine la calculul coeficienţilor din soluţia ecuaţiei diferenţiale, s-a utilizat subrutina RESOL.

S-a considerat soluţia ecuaţiei diferenţiale de forma generală :

$$ES(t) = \sum_{I=1}^{P} C_I \cdot \varepsilon^{X(I)t} + \sum_{J=1}^{Q} \varepsilon^{X(J)t} [C_{J_1} \cos Y(J)t + C_{J_2} \sin Y(J)t] +$$

$$+ \sum_{L=1}^{R} \varepsilon^{X(L)t} [C_{L_1} + C_{L_2} t + C_{L_3} t^2 + \dots] +$$

$$+ \sum_{M=1}^{S} \varepsilon^{X(M)t} \Big\{ [C_{M_1} + C_{M_2} t + C_{M_3} t^2 + \dots] \cdot$$

$$\cdot \cos Y(M)t + [C'_{M_1} + C'_{M_2} t + C'_{M_3} t^2 + \dots] \cdot \sin Y(M)t \Big\}, \qquad (7)$$

în care $X(I)$, $X(J) \pm j(X)$, $X(L)$, $X(M) \pm jY(M)$ sînt rădăcinile reale simple respectiv complexe conjugate simple, reale multiple şi complexe conjugate multiple ale ecuaţiei caracteristice. Coeficienţii C_I, C_J, C_L şi C_M se determină cu ajutorul unui sistem de ecuaţii liniare algebrice, în care ei sînt mărimi necunoscute, ecuaţii care se stabilesc utilizînd expresia (7) a soluţiei căutate şi derivatele ei pînă la ordinul $k-1$ (k fiind ordinul ecuaţiei diferenţiale), considerînd condiţiile iniţiale nule.

Fiecare coloană a matricei coeficienţilor sistemului corespunde la o rădăcină a ecuaţiei caracteristice ; unei rădăcini multiple de ordinul l îi corespund l coloane. Termenii unei coloane oarecare de coeficienţi pot fi găsiti, în funcţie de felul rădăcinilor ecuaţiei caracteristice, cu următoarele relaţii :

A. Cazul rădăcinilor reale multiple

$$[U(m)]_{n+j} = \frac{(m-1)!}{(m-j)!} X(L)^{(m-j)}, \quad \begin{cases} m = 1, 2, \dots, n \\ j = 1, 2, \dots, l, \end{cases} \qquad (8)$$

unde

k – ordinul ecuaţiei diferenţiale ;
m – numărul de ordine al liniei matricei coeficienţilor ;
l – ordinul de multiplicitate al rădăcinii ;
$(n+j)$ – indice de ordine al coloanelor corespunzătoare rădăcinii multiple ;
n – numărul coloanelor corespunzătoare rădăcinilor precedente rădăcinii multiple ;
$[U(m)]_{n+j}$ – termenul din matricea coeficienţilor, din linia m şi coloana $n+j$;
$X(L)$ – rădăcina reală multiplă.

Caz particular 1.

Dacă

$$m-j<0, \tag{9}$$

se va considera

$$[U(m)]_{n+j}=0. \tag{10}$$

Caz particular 2.

Dacă

$$m-j=0, \tag{11}$$

se va considera

$$[U(m)]_{n+j}=(m-1)\,! \tag{12}$$

Caz particular 3.

Pentru rădăcinile reale simple se utilizează relaţia (8), unde $j=1$.

B. Cazul rădăcinilor complexe simple

Pentru termenii coloanelor corespunzătoare la două rădăcini conjugate s-a elaborat următorul algoritm de calcul, considerînd f numărul de ordine al primei rădăcini complexe:

$$[U(m)]_f=[U(m-1)]_f\cdot X(f)-[U(m-1)]_f\cdot Y(f) \tag{13}$$

$$[U(m)]_{f+1}=[U(m-1)]_f\cdot Y(f)-[U(m-1)_{f+1}\cdot X(f), \tag{14}$$

unde m este numărul de ordine al liniei. Formulele (13) şi (14) sînt recursive, pornind de la:

$$[U(1)]_f=1 \tag{15}$$

$$[U(2)]_f=0 \tag{16}$$

C. Cazul rădăcinilor complexe multiple

Termenii primelor două coloane (din totalul de 2 1 coloane) se calculează cu relaţiile (13) şi (14), (15) şi (16). Restul coloanelor se calculează cu relaţiile:

$$[U(m)]_{n+j}=\frac{(m-1)\,!}{\left(m-\frac{j+1}{2}\right)!}\cdot U\left[\left(m-\frac{j-1}{2}\right)\right]_{n+1},\ \text{pentru } j=\text{impar}, \tag{17}$$

$$[U(m)]_{n+j}=\frac{(m-1)\,!}{\left(m-\frac{j}{2}\right)!}\cdot U\left[\left(m-\frac{j-2}{2}\right)\right]_{n+2},\ \text{pentru } j=\text{par}, \tag{18}$$

unde s-au adoptat notaţiile de la cazul A de mai sus.

Utilizînd în programul principal un ciclu DO, poate fi găsită soluția ecuației diferențiale, considerînd-o pe rînd de ordinul doi pînă la ordinul maxim, corespunzător tuturor coeficienților pozitivi determinați. De asemenea' în fiecare caz pot fi calculate erorile de aproximare a răspunsului experimental cu ecuații diferențiale de diferite ordine. Utilizatorul, astfel informat, poate să hotărască ordinul ecuației diferențiale pe care urmează să o folosească.

5. REZULTATE OBȚINUTE

Metoda de identificare, precum și metoda de verificare prezentată în lucrare, au fost aplicate la identificarea unui proces avînd o ecuație diferențială de ordinul al 5-lea. Ordonatele curbei de răspuns la treaptă experimentale și ale celei calculate, considerînd ecuația diferențială de ordinul 3, respectiv de ordinul 2, sînt date în tabela 1 în care este dată și eroarea relativă, exprimată față de valoarea staționară a mărimii de ieșire (tabela 1).

Rezultatele s-au dat sub formă de tabelă, întrucît sub formă grafică nu ar fi putut fi puse în evidență traseele celor două curbe care practic s-ar fi confundat.

Rezultatele obținute, pentru cazul cînd se iau în considerare toți coeficienții pozitivi rezultați din calculul de identificare, confirmă precizia metodei.

Din tabela 1 se observă că și aproximarea cu o ecuație diferențială de ordinul 2 este suficient de exactă, eroarea nedepășind, pentru exemplul considerat, 3,12%.

Tabela nr. 1.

t	ESexp.	Aproximarea cu ec. dif. de ordin 3		Aproximarea cu ec. dif. de ordin 2	
		EScalc.	$\varepsilon = \frac{ES(N)-ES\ calcul}{ES(N)} \cdot 100\%$	EScalc.	$\varepsilon = \frac{ES(N)-ES\ calcul}{ES(N)} \cdot 100\%$
1	2	3	4	5	6
0	0	0	0,00	0	0,00
2	0,02	0,0151	−0,049	0,0357	1,57
4	0,09	0,0831	−0,69	0,1210	3,10
6	0,2	0,1960	−0,40	0,2309	3,09
8	0,325	0,3293	0,63	0,3484	2,54
10	0,456	0,4627	−0,53	0,4629	−0,31
12	0,58	0,5835	0,35	0,5679	−1,21
14	0,68	0,6859	0,59	0,6603	−1,97
16	0,77	0,7686	−0,14	0,7388	−3,12
18	0,83	0,8331	0,31	0,8039	−2,61
20	0,88	0,8819	0,19	0,8563	−2,57
22	0,92	0,9180	−0,20	0,8977	−2,23
24	0,94	0,9440	0,40	0,9296	−1,04
26	0,96	0,9625	0,25	0,9537	−0,63
28	0,975	0,9753	0,03	0,9714	−0,36
30	0,985	0,9841	−0,09	0,9840	−0,10
32	0,99	0,990	0,00	0,9927	0,27
34	0,995	0,9939	−0,11	0,9985	0,35
36	1,00	0,9964	−0,36	1,0022	0,22

Aplicarea programului de identificare, propus în prezenta lucrare, la procesele oscilante, a condus la concluzia că, pentru obținerea unei precizii satisfăcătoare, este necesar a lua în considerare un număr relativ mare de date experimentale (valori ale răspunsului la semnal treaptă). Astfel, în cazul unui proces oscilant de ordinul al doilea, luînd în considerare 100 valori ale răspunsului la semnal, s-a obținut o ecuație diferențială a cărei soluție aproximează răspunsul la semnal treaptă cu erori mai mici de 11,15%.

BIBLIOGRAFIE

1. Simoiu, M. P. *Opredelenie koefițientov peredatocinîh funcții linearizovannîh zveniev i sistem avtoregulirovania.* In: Avtomatika i Telemehanika, 1967, nr. 6.
2. Strejc V. *Determination approchée des caractéristiques de régulation d'un procesus a réponsee apériodique.* In: Automatisme, 1960, Vol. 5, pag. 109—111.
3. Quintin J. P. *De quelques perfectionnement apportés à la methode d'identification de V. Strejc.* In: Automatisme, 1967, Vol. XII, nr. 5.
4. Minina C. M. *Opredelenie dinamiceskih harakteristik i parametrov tipovîh reguliruemîh obiectov.* Moskva, Izvatelstvo Akademii Nauk S.S.S.R., 1963.
5. Ordinateur Iris—50 *Sous-programmes mathématiques. Manuel d'utilisation.* Compagnie Internationale pour l'informatique. Paris, 1971.

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ДИНАМИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК НА ЭЛЕКТРОННОЙ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНОЙ МАШИНЕ

(РЕЗЮМЕ)

В работе разработан алгорифм для определения коэффициентов дифференциального уравнения динамических элементов и систем на основе выходного сигнала при ступенчатом сигнале на входе. При использовании электронной вычислительной машины становится возможным апроксимирование динамической характеристики при помощи дифференциальных уравнений более высокого порядка, что является преимуществом в отношении качества анализа и синтеза автоматических систем.

PROCESS IDENTIFICATION WITH DIGITAL COMPUTER

(ABSTRACT)

An algorithm is given to find out the differential ecuation coefficients of dynamic systems elements considering the answer to a step signal.

Using a computer, we have the possibility to aproximate the dynamic elements behaviour, elements which have a differential ecuation of higher degree. That makes to rise the quality of this study.

Buletinul ştiinţific şi tehnic al I.P.T.
Seria Electrotehnică
Tom. 18 (32), Fasc. 1/1973

PROGRAM DE SIMULARE A UNEI SCHEME LOGICE COMBINATIONALE BAZAT PE URMĂRIREA SELECTIVĂ

DE

CIUGUDEAN MIRCEA

INTRODUCERE.

O schemă logică complexă, proiectată pe baza ecuaţiilor logice, trebuie să fie verificată, înainte de realizarea în forma finală, din punct de vedere structural, al timpului de propagare, al încărcării elementelor, etc, [1, 2, 3]. Deoarece această verificare impune calculul funcţiilor logice ale ieşirilor schemei pentru un număr mare de combinaţii ale variabilelor de intrare este mai comod să de recurgă la simularea schemei logice pe calculator.

Chiar dacă toate variabilele de intrare ale unei scheme logice complexe se aplică în acelaşi moment, datorită timpului de propagare diferit după diferite direcţii, circuitele logice intermediare vor avea variabile de intrare ce iau valoarea finală – staţionară – în momente diferite. Deseori variabilele de intrare se modifică în timp sau ating valoarea staţionară după un „proces tranzitoriu" [1,2]. De aceea funcţia logică a unui circuit logic prezintă în general o variaţie în timp ce depinde de modul de variaţie în timp al variabilelor de intrare. Modelarea unei scheme logice din punct de vedere al funcţionării în timp constituie problema esenţială la simulare [1, 2]. Metoda cea mai des folosită şi mai avantajoasă pentru simularea funcţionării în timp a unei scheme logice o constituie „urmărirea selectivă". În cadrul acesteia se înregistrează şi se consideră numai acele momente în care variabilele de intrare ale schemei logice şi funcţiile logice se modifică. În afară de aceasta se mai utilizează metoda urmăririi la intervale de timp egale care este însă mai lentă.

În cadrul lucrării se prezintă un program simplu de simulare a unei scheme logice bazat pe urmărirea selectivă. Acesta îşi propune ca scop principal determinarea modului de variaţie în timp al funcţiei logice şi nu se ocupă de descrierea topologică a schemelor logice şi de localizarea erorilor în schema logică [1, 2]. Programul poate furniza diagrama de timp [1, 2] a unei funcţii logice pentru toate combinaţiile variabilelor de intrare. Pe baza acestora se poate verifica dacă schema logică este corect întocmită şi se poate aprecia timpul de propagare al semnalelor logice prin schemă. Reproiectarea schemei logice duce la modificări

*) Primită la redacţie la data de 25 XII 1972

simple ale programului astfel încît un număr mare de variante ale schemei poate fi verificat. În acest program descrierea schemelor logice se face prin ecuațiile logice.

Programul propus, scris în FORTRAN pentru calculatorul IRIS-50, se pretează în special la simularea structurilor logice celulare unde complexitatea schemei se datorește doar numărului mare de celule ce au de fapt scheme logice relativ simple. Programul de simulare propus este utilizat în acest caz pentru fiecare funcție logică realizată de celulă și este apoi repetat pentru fiecare celulă.

În literatura de specialitate nu sînt prezentate programe concrete de simulare care să poată fi preluate de utilizatori.

PREZENTAREA VARIAȚIEI ÎN TIMP A VARIABILELOR LOGICE.

La baza simulării unor scheme logice prin metoda urmăririi selective stă diagrama de timp a variabilelor logice [3]. Aceasta reprezintă un tabel de forma alăturată (Tabelul 1) avînd coloane pentru numărul de ordine, momentul modificării și valoarea variabilei logice (după modificare).

Variabila V

Număr de ordine	Momentul modificării	Valoarea logică
1	$T_1=0$	0
2	T_2	1
3	T_3	0
4	T_4	1
.	.	.
.	.	.
.	.	.
M_{MAX}	T_{MMAX}	V_{MMAX}

Tabelul are următoarele particularități importante:

– Momentul inițial (din primul rînd al tabelului) trebuie să fie același pentru toate tabelele variabilelor de intrare ale schemei logice și este considerat ca moment de referință. În cele ce urmează s-a ales ca moment inițial $T_1=0$.

– Pentru timp se pot folosi orice fel de unități. În cazul cînd se utilizează în schema logică circuite integrate din aceeași familie se poate adopta ca unitate de timp chiar timpul de propagare τ caracteristic. În coloana timpului momentele sînt trecute în ordine crescătoare.

– În tabel apar numai momentele cînd variabila logică se modifică deci apar numai valori logice ce alternează.

– Numărul maxim de poziții din fiecare tabel este o mărime importantă în procesul de simulare și trebuie întotdeauna precizat.

Toate variabilele de intrare ale unei scheme logice vor prezenta un astfel de tabel. În cazul în care variabila nu se modifică în timp tabelul conține numai un singur rînd.

Funcția logică de la ieșirea schemei va prezenta și ea un astfel de tabel. Problema principală ce apare la simularea schemei logice constă în întocmirea tabelului funcției logice pe baza următoarelor date: tabelele variabilelor de intrare, ecuația logică a schemei și timpii de propagare ai circuitelor logice componente. Tabelul obținut pentru funcția logică trebuie să îndeplinească de asemenea condițiile enumerate mai sus întrucît funcția logică obținută poate constitui o variabilă de intrare pentru alte scheme logice.

Deoarece negațiile unor variabile de intrare necesare la calculul funcției logice au în tabel momente diferite față de variabilele nenegate ele vor fi considerate și tratate ca variabile de intrare independente.

PROGRAMUL DE SIMULARE.

Se prezintă mai jos un segment de program destinat simulării unei scheme logice simple, descrisă prin funcția logică. În cazul unor scheme mai complicate segmentul trebuie refolosit pentru fiecare nod în care interesează diagrama de timp a funcției logice respective.

Se consideră că în programul principal au fost anterior stabilite tabelele variabilelor de intrare. Programul prezentat în fig. 1 îndeplinește următoarele sarcini:

– pe baza timpilor din tabelele variabilelor de intrare stabilește momentul în care urmează a se calcula funcția logică (subrutina MOMENT);

– verifică dacă numărul de poziții din tabelul funcției nu depășește spațiul rezervat în memorie (subrutina DEPASIRE);

– calculează funcția logică pe baza expresiei logice cunoscute;

– formează tabelul funcției prin eliminarea poziției în care funcția nu s-a modificat față de poziția anterioară (subrutina LISTA).

Programul este parcurs ciclic pînă ce se epuizează toate pozițiile din tabelele variabilelor de intrare.

În fig. 1 blocurile au următoarele semnificații:

0. Programul principal ce include și stabilirea tabelelor variabilelor de intrare.

1. Inițializarea pozițiilor din tabelele variabilelor și funcției și stabilirea pozițiilor finale din tabele.

2. Stabilirea pozițiilor și momentelor din tabelele variabilelor ce urmează a se compara.

3. Determinarea momentului de calcul al funcției logice și a momentelor următoare din tabelele variabilelor. Verificarea epuizării tabelelor (subrutina MOMENT).

4. Verificarea depășirii spațiului rezervat în memorie pentru tabelul funcției (subrutina DEPASIRE).

5. Calculul funcției logice pe baza expresiei logice.

6. Eliminarea poziției excedentare din tabelul funcției (subrutina LISTA).

7. Tipărirea diagramei de timp a funcției logice.

8. Programul principal ce cuprinde simularea altor scheme logice.

Pentru înțelegerea programului se prezintă mai jos notațiile utilizate:

L=1,.. L_{MAX} – numerotarea variabilelor de intrare (L_{MAX} trebuie concretizat în program);
VL – variabila cu numărul L;
M – numărul poziției din tabel;
MVL – poziția din tabelul variabilei VL;

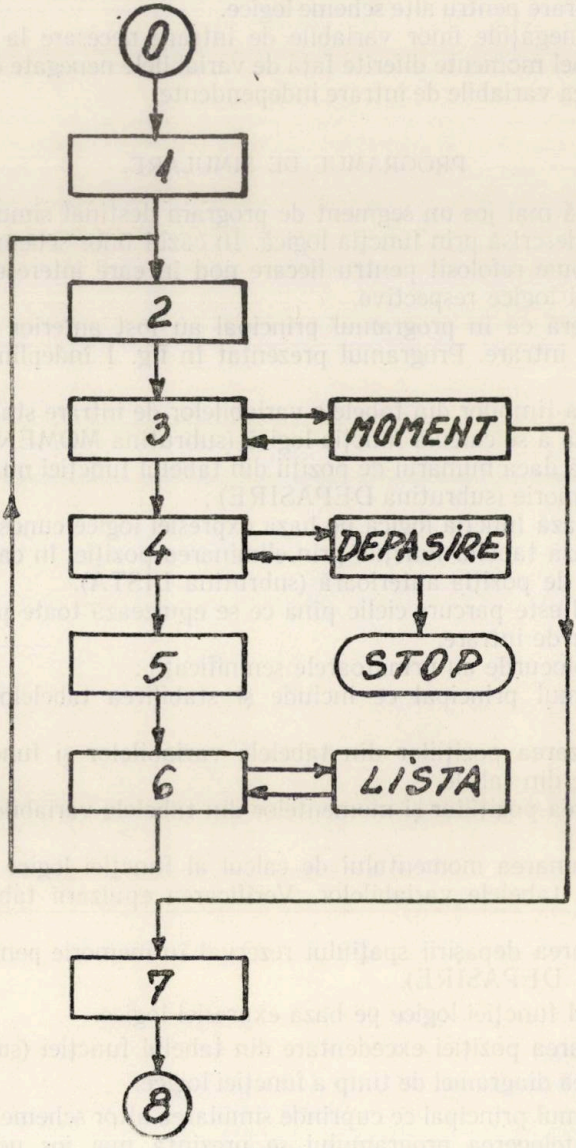


Fig. 1.

T – timpul din tabel în general ;
TVL(MVL) – timpul corespunzător poziției MVL din tabel ;
TCF – timpul de calcul al funcției ;
MREZ, MREG – numărul de poziții rezervate pentru tabelul funcției logice ;
MF – poziție în tabelul funcției ;
F(MF) – valoarea funcției logice din poziția MF ;
FN și FV – valoarea nouă și veche a funcției logice ;
TFCT și TF(MF) – momentul corespunzător poziției MF din tabelul funcției ;
MMF – numărul maxim de poziții din tabelul funcției ;
NRF – numărul de ordine al funcției logice calculate ;
TINT – timpul de întîrziere (propagare) „unificat" al schemei logice.

Prin timp de întîrziere unificat se înțelege timpul de propagare a semnalelor logice între intrările și ieșirile circuitului logic atunci cînd între fiecare intrare și ieșire se realizează același timp de propagare (același număr de nivele logice). Dacă un circuit logic nu îndeplinește această condiție, pentru a se putea aplica programul propus, el trebuie descompus în mai multe circuite logice care îndeplinesc condiția de uniformitate a timpului de propagare. De exemplu, pentru circuitul logic din fig.2, între intrarea V_1 și ieșirea F sînt incluse trei nivele logice în timp ce între celelalte intrări și ieșiri sînt incluse două nivele logice. Pentru a se putea aplica programul de simulare propus în lucrare este necesar să se ia în considerare în locul variabilei V_1 – variabila V_1' pentru care se adaugă timpul de propagare prin ramura cuprinsă între V_1 și V_1 (se va păstra însă nemodificat momentul de referință).

Se prezintă mai jos programul în FORTRAN corespunzător ordinogramei din fig. 1.

```
Blocul 1:   1 MV1=0
              MV2=0
              .
              .
              .
              MVL_MAX=0
              MF=0
              MMAX(1)=MMV1
              MMAX(2)=MMV2
              .
              .
              .
              MMAX(L_MAX)=MMVL_MAX
Blocul 2:   2 T(1)=TV1 (MV1+1)
              T(2)=TV2(MV2+1)
              .
              .
              .
              T(L_MAX)=TL_MAX(MVL_MAX+1)
```

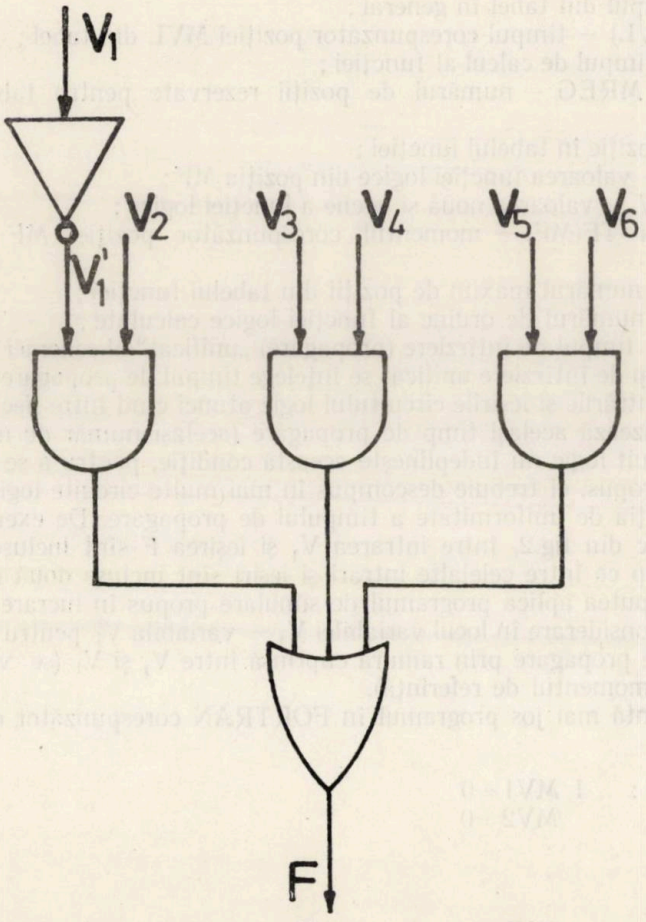


Fig. 2.

```
M(1) = MV1+1
M(2) =MV2+1
.
.
.
M(L_MAX) =MVL_MAX+1
Blocul 3:   CALL MOMENT(T, M, MMAX, L_MAX, TCF, & 5)
MV1 =M(1) - 1
MV2 =M(2) - 1
.
.
.
```

$MVL_{MAX}=M(L_{MAX})-1$
Blocul 4: CALL DEPASIRE (MREZ, MF, NRF)
Blocul 5: F(MF)=Expresie logică
Blocul 6: IF(MF−1) 4, 4, 3
3 FV=F(MF−1)
4 FN=F(MF)
CALL LISTA (FV, FN, TCF, TFCT, TINT, MF)
MMF=MF
TF(MF)=TFCT
GO TO 2
Blocul 7: 5 .....

În cadrul blocurilor 1 și 2 se formează trei tablouri de variabile T, M, MMAX ce urmează a fi transmise subrutinei MOMENT. Prin intermediul ciclului ce cuprinde blocurile 2 ... 6 (fig. 1) se prelucrează toate rîndurile din tabelele variabilelor și se alcătuiește tabelul funcției logice. Programul se încheie atunci cînd tabelele variabilelor au fost epuizate, ieșirea din program făcîndu-se prin subrutina MOMENT.

Subrutine utilizate.

În fig. 3 se prezintă ordinograma subrutinei MOMENT. L este numărul de ordine al variabilei de intrare. EG (L) reprezintă indicatorul de egalitate a timpului din tabelul variabilei L cu timpul cel mai mic dintre cele L_{MAX} momente ce se compară. În caz de egalitate EG(L)=1 iar în caz contrar EG(L)=0.

Blocurile din fig. 3 au următoarea semnificație :

1. Anularea indicatorilor de egalitate.
2. Verificarea epuizării variabilelor.
3. Verificarea epuizării tabelelor variabilelor.
4. Stabilirea primului tabel neepuizat și a timpului minim cu care se începe comparația (TCF).
5. Stabilirea primului indicator de egalitate.
6. Verificarea epuizării variabilelor.
7. Verificarea epuizării tabelului variabilei ce urmează după prima variabilă cu tabelul neepuizat.
8. Stabilirea momentului ce se compară cu TCF.
9. Comparația a două momente din două tabele pentru stabilirea timpului minim TCF.
10. Anularea indicatorilor de egalitate.
11. Stabilirea indicatorului de egalitate al variabilei L căreia îi corespunde TCF.
12. Verificarea epuizării variabilelor.
13. Cercetarea indicatorului de egalitate.
14. Trecerea la momentul următor din tabel dacă indicatorul de egalitate este egal cu 1.

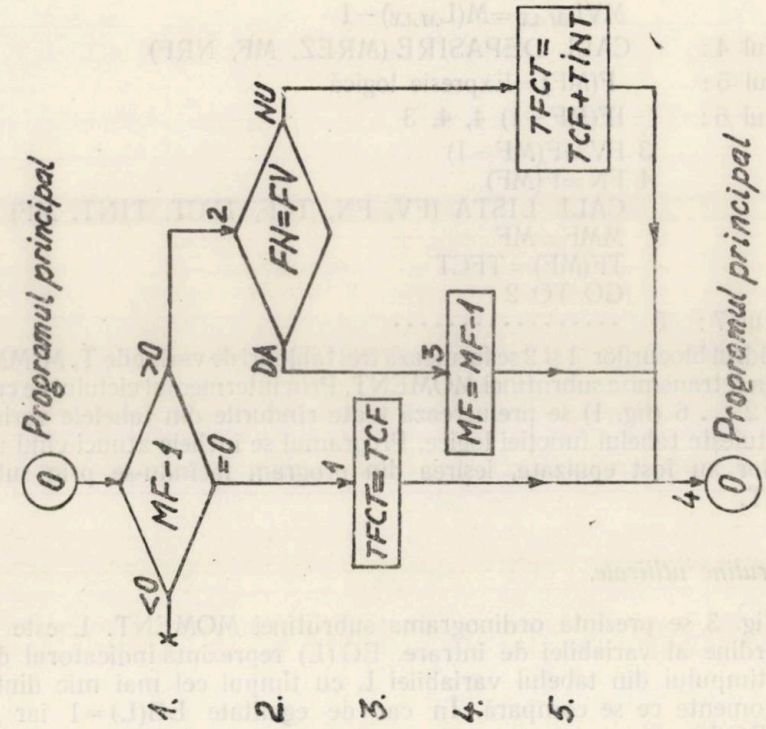

0 Programul principal
MF-1
<0
=0
>0
1. TFCT= TCF
2
DA
FN=FV
NU
3 MF= MF-1
TFCT= TCF+TINT
4
0 Programul principal
1. 2. 3. 4. 5.

Fig. 4.

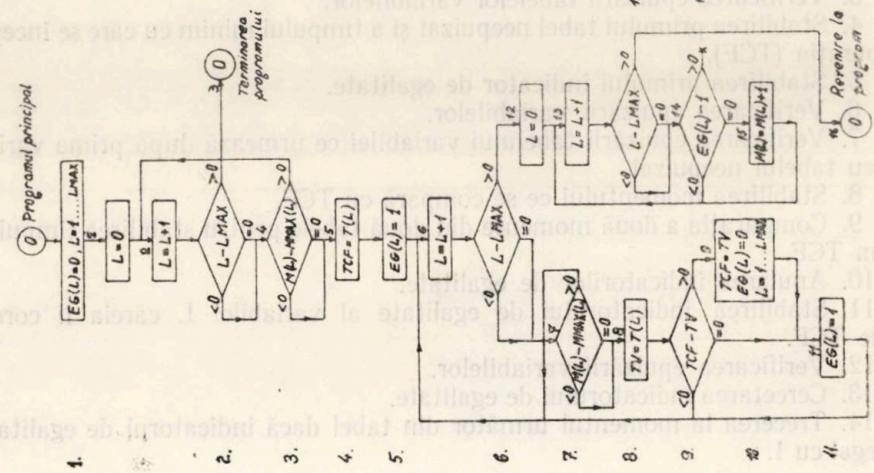

0 Programul principal
EG(L)=0 L=1,...LMAX
L=0
L=L+1
L-LMAX
M(L)-MMAX(L)
TCF=T(L)
EG(L)=1
0 Terminarea programului
TV=T(L)
TCF-TV
TCF=TV
EG(L)=0
L=1,...LMAX
M(L)=M(L)+1
0 Revenire la program
1. 2. 3. 4. 5. 6. 7. 8. 9. 10. 11. 12. 13. 14.

Fig. 3.

Subrutina DEPĂŞIRE este foarte simplă. În cadrul ei se măreşte cu 1 numărul de ordine al poziţiei din tabelul funcţiei, se întrerupe programul şi se tipăreşte un avertisment dacă se depăşeşte spaţiul rezervat tabelului funcţiei în memorie.

În fig. 4 se prezintă ordinograma subrutinei LISTA.

Blocurile din fig. 4 au următoarea semnificaţie :

1. Verificarea numărului de poziţii din tabelul funcţiei completate pînă în acel moment.
2. Compararea valorii calculate a funcţiei logice cu cea din poziţia anterioară.
3. Pentru primul rînd din tabel se egalează timpul funcţiei cu TCF care în acest caz este egal cu 0 şi se păstrează momentul de referinţă.
4. Anularea din tabelul funcţiei a poziţiei în care funcţia nu s-a modificat.
5. Adăugarea timpului de întîrziere unificat.

În cazul cînd se operează cu primul rînd din tabelul funcţiei momentul iniţial trebuie să fie zero, deci acelaşi cu momentul iniţial din tabelele variabilelor. De aceea în fig. 4, în ramura 1—4 a subrutinei nu se mai adaugă timpul de propagare prin schema logică. Valoarea iniţială a funcţiei logice va fi dată aici de valorile iniţiale ale variabilelor de intrare.

Segmentul de program prezentat mai sus şi subrutinele aferente au fost verificate şi utilizate în cadrul unui program de simulare a unor structuri logice celulare de logaritmare. Cu ajutorul acestora s-a simulat uşor o schemă complexă, propusă a se realiza cu circuite integrate, care generează logaritmul binar cu numărul dorit de biţi, determinîndu-se durata operaţiei. S-au putut efectua un număr mare de exemple de logaritmare stabilindu-se cazurile în care durata operaţiei maximă şi minimă. Aceste verificări nu s-ar fi putut efectua prin calcul manual pentru un număr de biţi mai mare de trei.

BIBLIOGRAFIE

1. Hays G. G., Simulation of digital design logic. IEEE Transaction on Electronic Computers, 1969, Vol. C—18, No 1,p 1—10.
2. Boyce A. H., Emmerson B. G., Stringer D. V., West B. G., Simulation of binary logic circuits by digital computers. Marconi Rev., 1971, 34, No. 181, p. 121—142.
3. Armstrong D. B., A deductive method for simulating faults in logic circuits. IEEE Transactions on Electronic Computers, Vol. C—21, 1972, No. 5, p. 464—471.

ПРОГРАММА ДЛЯ МОДЕЛИРОВАНИЯ ЛОГИЧНОЙ КОМБИНАЦИОНАЛЬНОЙ СХЕМЫ НА ОСНОВАНИИ ВЫБОРОЧНОГО СЛЕДОВАНИЯ

(РЕЗЮМЕ)

Работа содержит простую программу для моделирования логичной комбинациональной схемы использующая метод выборочного следования.

Основное назначение программы то снабжение временной диаграммы логичной функции реализованна данной схемой.

Программу можно использовать для моделирования не так сложных логичных схем и специально, логичных однородных (ячейных) структур.

Программа готова в языке ФОРТРАН для вычислительной машины ИРИС-50.

PROGRAM DE SIMULARE A UNEI SCHEME LOGICE COMBINAȚIONALE BAZAT PE URMĂRIREA SELECTIVĂ

– REZUMAT –

În lucrare se prezintă un program simplu de simulare a unei scheme logice combinaționale bazat pe metoda de urmărire selectivă. Scopul principal al programului este de a furniza diagrama de variație în timp a funcției logice realizată de schema dată. Programul este utilizabil la simularea schemelor nu prea complicate și în special a structurilor logice celulare. Programul este întocmit în FORTRAN pentru calculatorul IRIS-50.

PROGRAMME POUR LA SIMMULATION D'UN SCHÉMA LOGIQUE COMBINATIONEL BASÉ SUR L'EXPLORATION SÉLECTIVE

– RÉSUMÉ –

Dans ce travail on présente un programme simple pour la simmulation d'un schéma logique combinationel basé sur la méthode de l'exploration sélective. Le principal but de ce programme c'est de fourniser le diagrame de variation avec le temps de la fonction logique réalisée par le schéma donné. Le programme c'est utilisable pour la simmulation des schémas logiques pas si compliqués et spécialement des réseaux logiques cellulaires. Le programme est préparé en FORTRAN pour le calculateur IRIS-50.

Buletinul ştiinţific şi tehnic al I.P.T.
Seria Electrotehnică
Tom. 18 (32), Fasc. 1/1973

ASUPRA EFECTULUI DE REFULARE ŞI TRANSVERSAL LA MOTOARELE LINIARE UNILATERALE CU INDUS FEROMAGNETIC.

DE

I. BOLDEA M. BABESCU M. BIRIESCU

I. INTRODUCERE

În tracţiunea electrică de mare viteză, motoarele de inducţie liniare cu indus nemagnetic s-au impus atenţiei specialiştilor [1].

În cazul unor aplicaţii, cum ar fi accelerarea şi frînarea suplimentară a trenurilor actuale, se preconizează utilizarea şinei de rulare, ca indus, (fig.1) prin fixarea pe boghiu a unor inductoare trifazate. Utilizarea indusului feromagnetic, cu avantaje în privinţa preţului de cost, este eficace şi la motoarele liniare pentru podurile rulante, sau chiar pentru transportul urban şi suburban.

În calculul performanţelor motoarelor liniare cu indus feromagnetic, apar dificultăţi matematice serioase din cauza fenomenului de saturaţie precum şi a efectelor de refulare şi transversal.

În literatură se studiază motorul rotativ cu rotor masiv considerînd curba de magnetizare complet saturată [2] sau aproximînd-o cu o curbă parabolică [3], neglijîndu-se efectul transversal.

În [4] — [6] se consideră efectul transversal pentru cazul că rotorul masiv are aceeaşi lăţime ca inductorul motorului rotativ în ipoteza că permeabilitatea magnetică a fierului este constantă.

În lucrare se prezintă cîteva consideraţii teoretice privind ecuaţiile cîmpului şi parametrii echivalenţi ai indusului, fără considerarea efectului transversal, la motorul liniar cu indus masiv mai lat ca inductorul. Se definesc apoi coeficienţi de majorare a parametrilor indusului datorită efectului transversal pentru care se prezintă o modalitate nouă de calcul care este verificată apoi cu rezultate experimentale.

În calculul coeficienţilor de efect transversal permeabilitatea magnetică se consideră constantă şi se alege în funcţie de solicitarea magnetică reală la suprafaţa indusului masiv.

În final se prezintă indicaţii privind alegerea valorii permeabilităţii rezultate din investigaţiile teoretico-experimentale.

---

*) Primită la redacţie la data de 20 XII 1972.

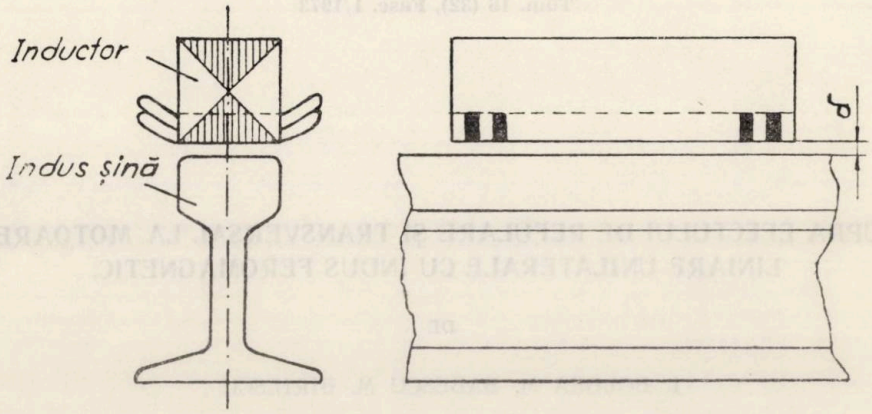


Fig. 1. Motor liniar cu indus feromagnetic șină.

II. STUDIUL TEORETIC AL EFECTULUI DE REFULARE.

Ipoteze de calcul.

– Se consideră că toate mărimile variază sinusoidal în timp și în direcția de mișcare.

– Curba de magnetizare a indusului masiv se aproximează prin ecuația $B=KH^{1-2/n}$ [3].

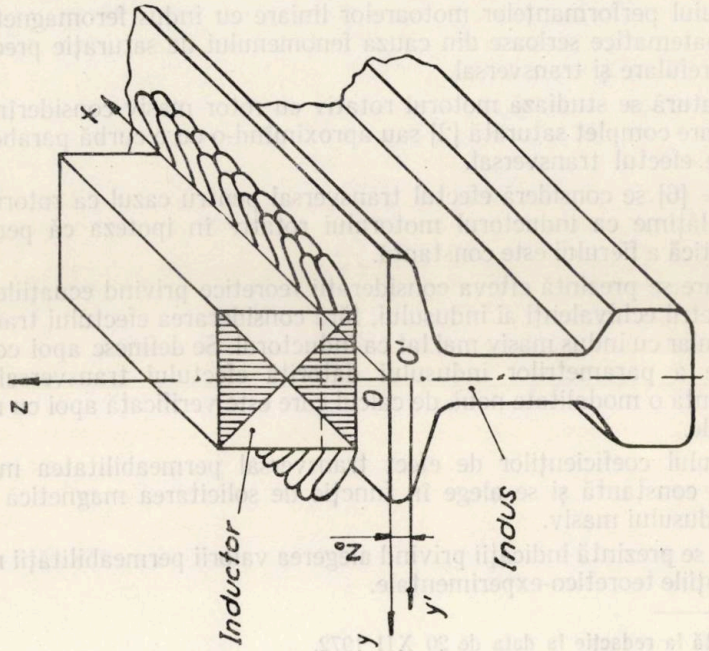


Fig. 2. Sistemul de coordonate.

– Se ia în considerare numai armonica fundamentală de spațiu a păturii de curent a inductorului.

– Se neglijează efectul transversal și cel longitudinal.

Ecuațiile de cîmp.

Din ecuațiile lui Maxwell în complex, avînd în vedere ipotezele admise, componentele intensității cîmpului magnetic obțin expresiile [3] :
(Sistemul de coordonate are originea în indus la adîncimea Z_0 la care cîmpul magnetic este zero).

$$H_y = H_o\left(\frac{Z}{Z_0}\right)^n \cos\left(\omega_1 t - \frac{\pi}{\tau} y' + A\,\mathrm{lnz}\right) \tag{1}$$

$$H_z = \frac{K\, a_1^{n-2} Z^{n-1}}{\mu \cdot \tau \sqrt{(n-1)^2 + A^2}} \cos\left(\omega_1 t - \frac{\pi}{\tau} y' + A\,\mathrm{lnz} + \mathrm{arc\,tg}\frac{n-1}{A}\right) \tag{2}$$

unde τ – este pasul polar iar ω_1 – pulsația unghiulară a tensiunii primare

unde $\mu = KH^{-\frac{2}{n}}$; $\omega = s\omega_1$

$$a_1 = \frac{\omega}{(2n-1)\cdot\rho}\sqrt{\frac{2K\mu}{m}}; \quad H_o = (a_1 z_0)^n \tag{3}$$

$$A = \frac{(2n-1)\, m \cdot \rho}{2 \cdot \omega} \tag{4}$$

$$m = -\frac{\pi^2}{\mu_r \cdot \mu_0 \cdot \tau^2} + \sqrt{\left(\frac{\pi^2}{\mu_r \mu_0 \cdot \tau^2}\right)^2 + \frac{4 \cdot n \cdot (n-1)\,\omega^2}{2(n-1)^2 \cdot \rho^2}} \tag{5}$$

ρ – rezistivitatea oțelului.

Densitatea de curent din indus se deduce din relația aproximativă :

$$Jx = \frac{\partial H_y}{\partial z} \tag{7}$$

În final prin integrarea vectorului Poynting pe suprafața indusului rezultă puterile : activă P și reactivă, Q din indus :

$$P = p \cdot \tau \cdot 2aH_0^{\frac{2n-1}{n}} \cdot \rho \cdot a_1 \cdot n \tag{8}$$

$$Q = P \cdot \sqrt{\frac{n-1}{n}} \tag{9}$$

Curentul secundar se poate obține din integrala :

$$i_2 = \int_{-\tau/2}^{\tau/2} dy \int_0^{z_0} Jx\,dz \tag{10}$$

Curentul din indus, redus la primar, obține în final expresia :

$$I_2' = \frac{p \cdot \tau \cdot H_0}{\sqrt{2} m_1 N K_B}; \quad N - \text{numărul de spire pe faza inductorului} \tag{11}$$

Pe baza expresiilor puterii active şi reactive, în regim de scurtcircuit se pot obţine rezistenţa R'_{20} şi reactanţa de dispersie X'_{20} ale indusului:

$$R'_{20} = \frac{2m \cdot 2 \cdot a}{p \cdot \tau} \cdot \rho \cdot (N \cdot K_B)^2 \frac{a_1}{H_0^{(1/n)}} \tag{12}$$

$$X'_{20} = r'_{20} \cdot \sqrt{\frac{n-1}{n}} \tag{13}$$

Pentru regimuri diferite de cel de scurtcircuit $\omega = s \cdot \omega_1$, iar parametrii secundarului devin:

$$R'_2 = R'_{20} \cdot \sqrt{S} \tag{14}$$

$$X_2 = X'_{2)} \cdot \sqrt{S} \tag{15}$$

Schema echivalentă a maşinii este dată în fig. 3.
X_μ reprezintă reactanţa de magnetizare corespunzătoare intrefierului iar X_1 şi R_1 sînt parametrii inductorului.

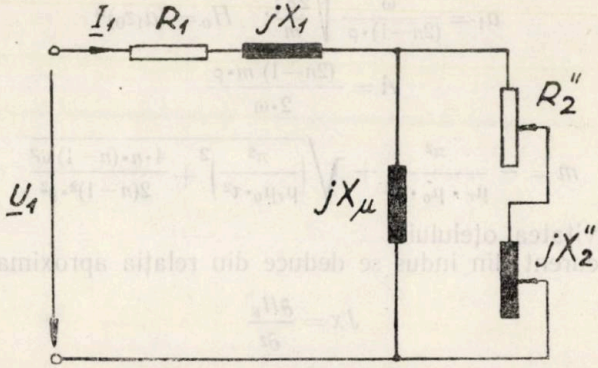


Fig. 3. Schema echivalentă.

III. CONSIDERAREA EFECTULUI TRANSVERSAL

Avînd în vedere dificultăţiile serioase de calcul, se propune luarea în consideraţie a efectului transversal (fig. 4), prin doi coeficienţi de mărire a rezistenţei K_r, respectiv a reactanţei de dispersie, K_x.

Astfel parametrii echivalenţi ai indusului obţin expresiile:

$$R''_2 = R'_{20} \sqrt{S} \cdot K_r \tag{16}$$

$$X''_2 = X'_{20} \cdot \sqrt{S} \cdot K_x \tag{17}$$

Calculul coeficienţilor K_r şi K_x, care ţin cont de efectul transversal trebuie efectuat pe baza rezolvării din nou a ecuaţiilor de cîmp. Este util să se considere că în acest caz permeabilitatea magnetică a indusului este constantă, iar ale-

gerea valorii acesteia să se facă în funcţie de solicitarea magnetică. În [4] este dată o soluţie a acestei probleme doar pentru cazul că indusul are aceeaşi lăţime (în direcţie transversală) ca inductorul. În multe cazuri lăţimea indusului este mai mare decît cea a inductorului, cu consecinţe favorabile asupra funcţionării. Pe baza rezolvării ecuaţiilor cîmpului electromagnetic, în ipoteza că permeabilitatea magnetică a fierului este constantă, este posibilă stabilirea unei modalităţi de calcul a influenţei efectului transversal.

În fig. 4. se prezintă o secţiune prin motor, originea sistemului de coordonate fiind plasată pe suprafaţa indusului, simetric, la marginea de intrare, în direcţia mişcării în intrefier.

Pornind de la ecuaţiile lui Maxwell în complex se obţine, pentru intensitatea cîmpului electric E din indus, ecuaţia:

$$\Delta E = j \cdot \mu \cdot s \cdot \omega_1 \cdot \sigma \cdot E \qquad (18)$$

unde μ – este permeabilitatea magnetică a indusului.

$S \cdot \omega_1$ – pulsaţia unghiulară în secundar. În spaţiul de sub inductor ($|y| \leqslant a$), se descompune E în două componente

$$E_y = E_{1y}(x,z) + E_{2y}(x, y, z) \qquad (19)$$

şi se aleg soluţiile care verifică separat ecuaţia (18).

În final se obţin expresii de forma:

$$E_y = [Ge^{-\gamma_1 \cdot z} + (A \operatorname{ch} \beta_y + B \operatorname{ch} \beta_y)\, e^{-(\gamma_2 \cdot z)}] \cdot e^{j(\cdot \omega_1 t - \alpha \cdot x)} \qquad (20)$$

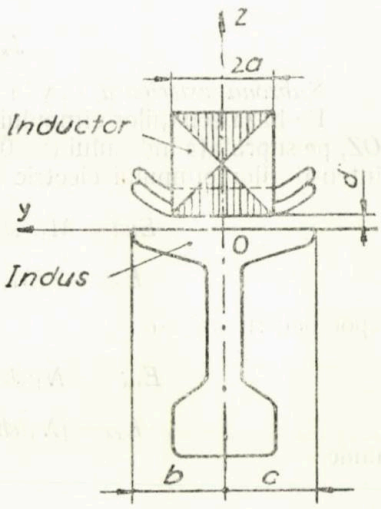


Fig. 4. Secţiunea transversală.

$$E_x = -j \frac{\beta}{\alpha} (A \operatorname{sh} \beta y + B \operatorname{ch} \beta y)\, e^{-(\gamma_2 \cdot z)} e^{j(S \cdot \omega_1 t - \alpha \cdot x)} \qquad (21)$$

unde

$$-\alpha^2 + \gamma_1^2 = j_1 \cdot \mu \cdot s \cdot \omega_1 \sigma \qquad (22)$$

$$-\alpha^2 + \beta^2 + \gamma_2^2 = j \cdot \mu \cdot s \cdot \omega_1 \cdot \sigma \qquad (23)$$

Pe baza legii inducţiei electromagnetice se obţin expresiile inducţiei magnetice în indus:

$$B_z = \left[\frac{\alpha G}{\omega_1 \cdot S} e^{-\gamma_1 z} + \frac{(\alpha^2 - \beta^2)}{\alpha \cdot \omega_2 \cdot S} (A \operatorname{ch} \beta y + B \operatorname{sh} \beta y)\, e^{-\gamma_2 \cdot z}\right] e^{j(S \cdot \omega_1 t - \alpha \cdot x)} \qquad (24)$$

Similar, în spaţiu de aer dintre indus şi inductor, rezultă:

$$B_{z0} = \left[\frac{\alpha G}{\omega_1 \cdot S} e^{-\alpha \cdot z} + \frac{(\alpha^2 - \beta^2)}{\alpha \cdot \omega_1 \cdot S} (A \operatorname{ch} \beta y + B \operatorname{sh} \beta y)\, e^{+\gamma_{20} \cdot z}\right] e^{+j(s \cdot \omega_1 \cdot t - \alpha x)} \qquad (25)$$

$$\gamma_{20}^2 = \alpha^2 - \beta^2$$

Aplicînd legea circuitului magnetic pe două contururi în planele *xoz* și *yoz* se obțin expresiile de calcul ale constantelor G și β:

$$G = \frac{J_{sm}}{j\frac{\alpha^2}{\omega_1 \cdot S \cdot \mu_0}\left[\frac{1}{\mu_r \cdot \gamma_1} + \frac{1}{\alpha}(e^{\alpha\delta} - 1)\right] - \frac{\sigma}{\gamma_1}} \tag{26}$$

$$\alpha^2 - \beta^2 = \frac{-j \cdot \mu_0 \cdot S \cdot \omega_1 \cdot \sigma}{\frac{1}{\mu_r} + \frac{\gamma_2}{\gamma_{20}}(1 - e^{-\gamma_{20} \cdot \delta})} \tag{27}$$

$$J_{sm} = \frac{2 \cdot \sqrt{2}}{\pi} m_1 \frac{N K_B I_1}{2 \cdot p \cdot \tau};$$

Subzona exterioară ($|y| \geqslant a$)

Pe baza ecuațiilor cîmpului, în ipoteză că inducția magnetică după direcția *OZ*, pe suprafața indusului ($z=0$), în zona exterioară este zero, se obțin expresiile intensităților cîmpului electric în indus întîi pentru $y > a$:

$$Eyd = M_1 \cdot sh\,\alpha \cdot (y-b) \cdot e^{j(s \cdot \omega_1 t - \alpha \cdot x)} \cdot e^{-\gamma_e \cdot Z} \tag{28}$$

$$E_{xd} = -jM_1\, ch(y-b) \cdot e^{j(s \cdot \omega_1 t - \alpha \cdot x)} \cdot e^{-\gamma_e \cdot Z} \tag{29}$$

apoi pentru $y \leqslant -a$:

$$E_{ys} = -N_1(sh\,\alpha\,(y+c)) \cdot e^{j(s \cdot \omega_1 t - \alpha \cdot x)} \cdot e^{-\gamma_e \cdot Z} \tag{30}$$

$$E_{xs} = jN_1(ch\,\alpha \cdot (y+c)) \cdot e^{j(s\omega_1 t - \alpha \cdot x)} \cdot e^{-\gamma_e \cdot Z} \tag{31}$$

unde

$$\gamma_e^2 = j\mu \cdot s \cdot \omega_1 \cdot \sigma \tag{32}$$

În baza condițiilor de continuitate a valorii medii, pe adîncimea indusului, a componentelor cîmpului electric în planele $y = \pm a$, se obțin expresiile constantelor de integrare A, B, M și N_1.

$$A = -G\frac{\gamma_2}{\gamma_1} \cdot \frac{(K_1 + K_2)\, ch\,\beta}{K_1(1 + K_1\, sh\, 2\beta a) + K_2\, ch\, 2\beta a} \tag{34}$$

$$B = G\frac{\gamma_2}{\gamma_1} \cdot \frac{(K_1 - K_2)\, sh\,\beta a}{K_1(1 + K_2 sh 2\beta a) + K_2 ch\, 2\beta a}$$

$$K_1 = \frac{\beta}{a}\, th\,\alpha\,(b-a)$$

$$K_2 = \frac{\beta}{\alpha}\, th\,\alpha(c-a)$$

Se calculează tensiunea indusă într-o spiră, apoi tensiunea indusă în faza primară și se obține expresia:

$$U_e = \frac{2a}{S \cdot \sqrt{2}} N K_B \left(G \cdot e^{\alpha\delta} + \frac{\alpha^2 - \beta^2}{\alpha^2} \cdot A \cdot \frac{sh\,\beta a}{\beta a} \cdot e^{\gamma_2 \cdot \delta}\right) \tag{35}$$

În cazul absenței efectului transversal și a dispersiei în intrefier, în mod asemănător, se obține, pentru tensiunea indusă expresia:

$$U_{e0}=\frac{2a}{s\cdot\sqrt{2}}\cdot NK_B\cdot G_0 \tag{36}$$

unde

$$G_0=\frac{I_{sm}}{j\dfrac{\alpha^2}{\mu_0\cdot S\cdot\omega_1}\left(\dfrac{1}{\mu_r\cdot\gamma_1}+\delta\right)-\dfrac{\sigma}{\gamma_1}}\approx G \tag{37}$$

unde μ_r este permeabilitatea magnetică relativă. Impedanțele echivalente ale ansamblului indus intrefier, Z_e în prezența, respectiv, Z_{e0} în absența efectului transversal, au expresiile:

$$Z_e=\frac{-U_e}{I_1} \tag{38}$$

$$Z_{e0}=\frac{-U_{e0}}{I_1} \tag{39}$$

Se adoptă schema echivalentă uzuală a mașinii de inducție, iar reactanța intrefierului se calculează cu expresia:

$$X_\mu=\frac{8\cdot\mu_0 m_1\cdot\omega_1\cdot a}{p\cdot\pi^3\cdot th\,\alpha\delta}(NK_B)^2 \tag{40}$$

δ – intrefierul mașinii.

Dacă se notează cu Z_2'' impedanța indusului în prezența efectului transversal și Z_{20}'' în cazul absenței acestuia, raportul Z_2''/Z_{20}'' obține expresia:

$$\frac{Z_2''}{Z_{20}''}=\frac{\dfrac{X_\mu\cdot I_1 S\cdot\sqrt{2}}{2aNK_B\cdot G}-1}{\dfrac{X_\mu\cdot I_1\cdot S\cdot\sqrt{2}}{2aNK_B\left(G+\dfrac{\alpha^2-\beta^2}{2}\cdot A\,\dfrac{sh\beta a}{\beta a}\right)}-1}=K_1+JK_2 \tag{40}$$

În expresia (40) s-a neglijat dispersia în intrefier.

Utilizînd relațiile (16) și (17) se obțin factorii de majorare a parametrilor secundarului datorită efectului transversal:

$$K_r=K_1-K_2\cdot\sqrt{\frac{n-1}{n}} \tag{41}$$

$$K_x=K_1+K_2\cdot\sqrt{\frac{n}{n-1}} \tag{42}$$

În calculul factorilor de efect transversal s-a considerat constantă permeabilitatea magnetică a indusului, trebuie însă precizată valoarea acesteia.

Acest lucru este dificil şi numai considerarea unor valori, în domeniul de saturaţie a maşinii la o anumită încercare, comparate cu rezultate experimentale, poate oferi valoarea de calcul a parmeabilităţii.

ÎNCERCĂRI EXPERIMENTALE

În vederea verificării cercetărilor teoretice s-a folosit un motor liniar cu următoarele date nominale:

$$\tau = 0{,}219 \text{ m} \qquad q = 3$$
$$N_1 = 162 \text{ spire} \qquad K_B = 0{,}94$$
$$2a = 64\ mm(l_{Fe}) \qquad 2p = 6$$
$$b = c = 130/2 = 65 \text{ mm}$$

În vederea comparării rezultatelor teoretice şi experimentale privind repartiţia în direcţie transversală a inducţiei magnetice se studiază raportul dintre inducţia magnetică într-un punct pe suprafaţa indusului în planul zoy şi valoarea acesteia în zona centrală ($y=0$):

$$\frac{(B_z)_{y=y}}{(B_z)_{y=0}} = 1 + \frac{\dfrac{\alpha^2-\beta^2}{\alpha\cdot\omega_1\cdot S} A(ch\beta y - 1)}{\dfrac{\alpha\cdot G}{\omega_1\cdot S} + \dfrac{\alpha^2-\beta^2}{\alpha\cdot\omega_1\cdot S} A ch\beta y}; \quad \alpha = \pi/\tau \tag{43}$$

În fig. 5 se prezintă rezultatele teoretice şi experimentale la trei valori ale frecvenţei de alimentare în regim de scurtcircuit al motorului liniar.

Se observă o concordanţă satisfăcătoare. (Valoarea permeabilităţii magnetice s-a considerat $\mu_r = 40 \div 80$)

În continuare au fost calculaţi şi determinaţi experimental coeficienţii K_r şi K_x ce măsoară efectul transversal. În fig. 7 şi 8 sînt prezentate rezultatele în regim de scurtcircuit al motorului la cîteva valori ale solicitării magnetice.

Permeabilitatea magnetică de calcul variază cu încărcarea, iar în fig. 6 sînt date valorile utilizate care au condus la concordanţa satisfăcătoare a rezultatelor teoretice cu cele experimentale.

CONCLUZII

În lucrare se propune un nou mod de abordare teoretică şi experimental, privind efectul transversal şi de refulare la motorul linear unilateral cu indus masiv feromagnetic.

În prima etapă se stabilesc relaţii de calcul ale parametrilor, ţinînd cont de saturaţie prin aproximarea curbei de magnetizare prin ecuaţia $B = K H^{1-2/r}$.

În a doua etapă, se consideră μ=constant — în strînsă legătură cu solicitarea magnetică reală a indusului, şi, pe baza ecuaţiilor de cîmp, se calculează coeficienţii de majorare ai parametrilor indusului datorită efectului transversal.

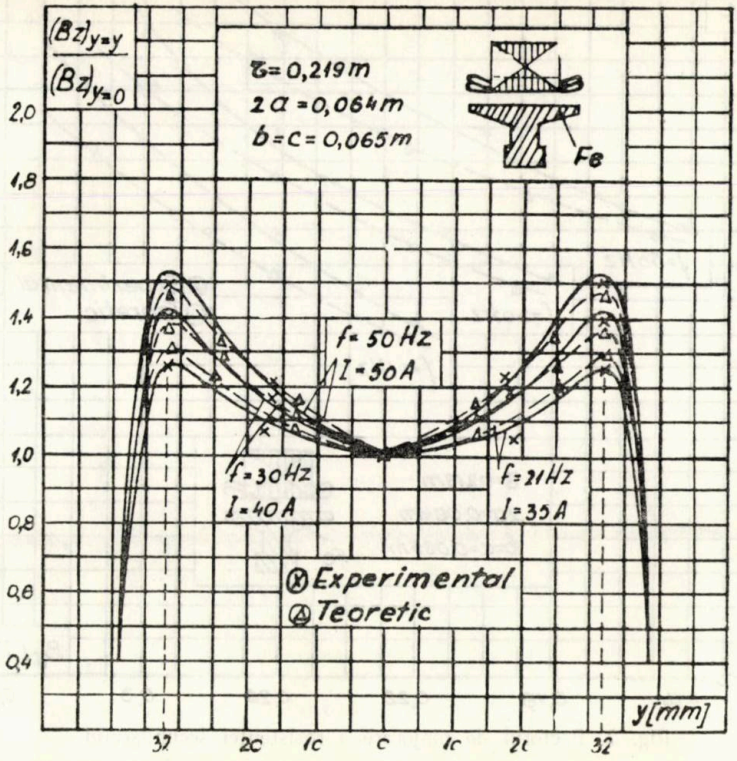


Fig. 5. Repartiția transversală a inducției magnetice.

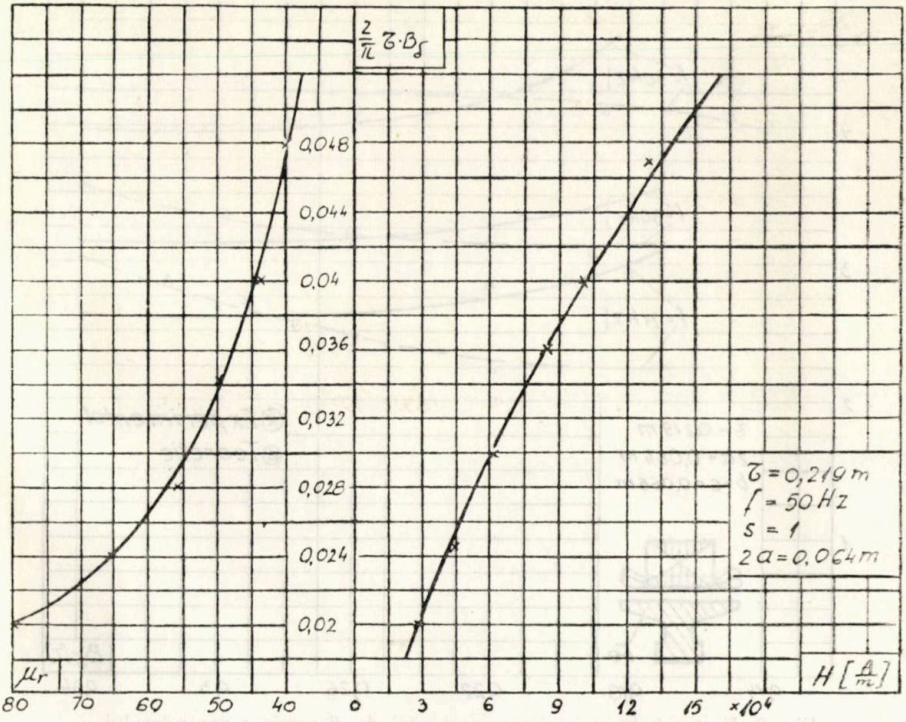


Fig. 6. Alegerea permeabilității magnetice de calcul.

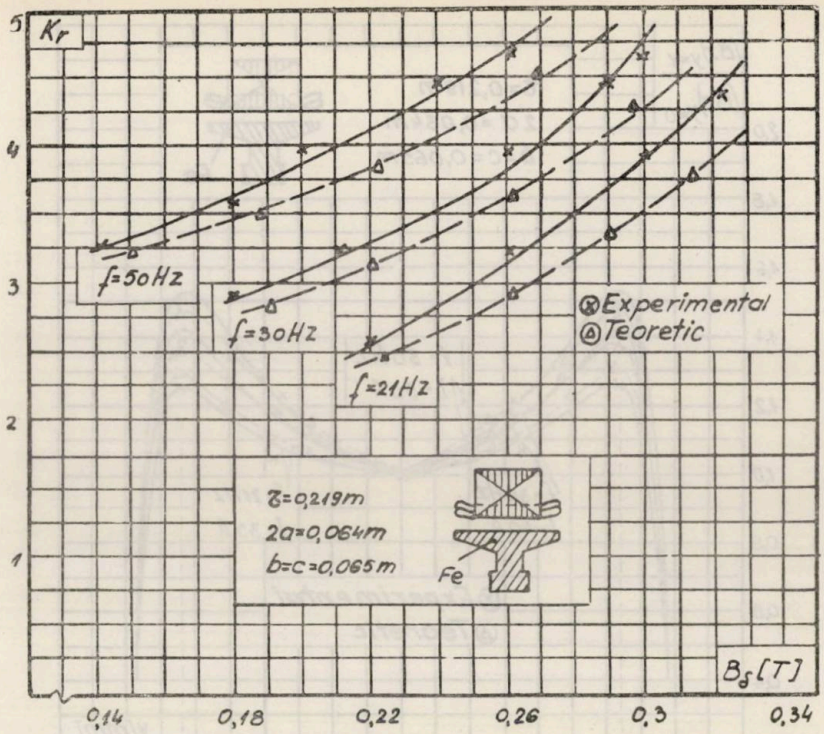


Fig. 7. Factorul de majorare a rezistenței secundarului.

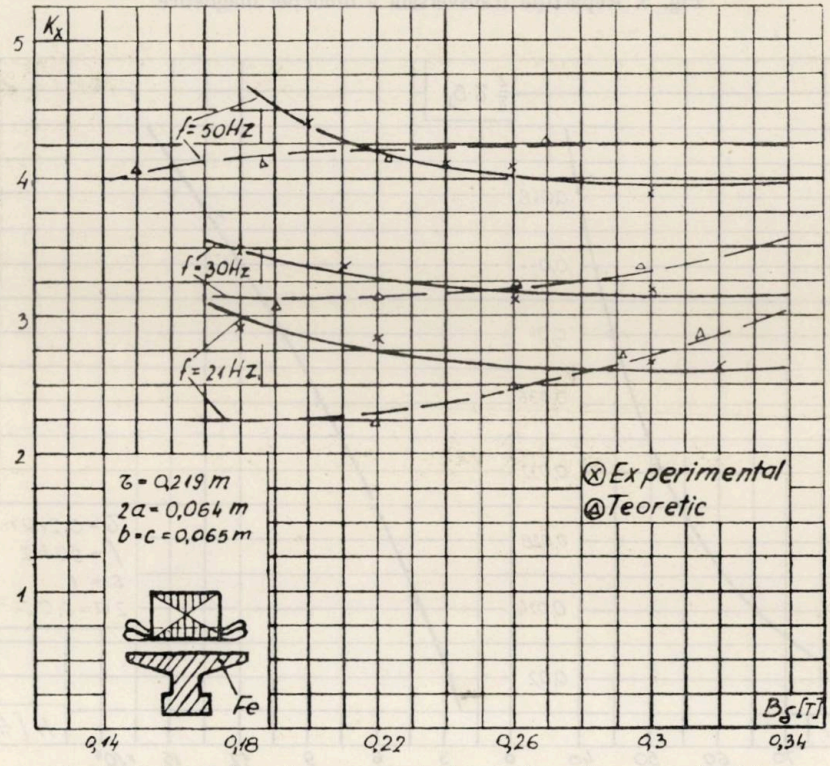


Fig. 8. Factorul de majorare a reactanței de dispersie a secundarului.

Între rezultatele teoretice şi cele experimentale se constată o concordanţă satisfăcătoare. Modalitatea de studiu propusă se poate utiliza direct la calculul parametrilor motoarelor rotative şi liniare cu indus masiv a cărui lăţime e mai mare ca cea a inductorului, în cazul neglijării efectului longitudinal.

BIBLIOGRAFIA

1. Y. Machefort-Tasin — *„Apllication du motor lineare dans les transport s"*R.G.E. Tome 80, nr. 2 1971. p 121—134.
2. A. I. Wood C. Concordia — *An analysis of solid rotor machines"* pt. IV. Trans. A I.E.E., PAS, April 1960.
3. P. Pillai — *Fundamental-freguency eddy-current loss due to rotating magnetic field.* Part I and II. Proc. I.E.E. V. 116, nr. 3, March 1969 p. 407—144.
4. M. Yee — *Effects of finite length in solid-rotor induction machines.* Proc. I.E.E. V. 118, 9 1971, p. 10 25—1 033
5. B. Chalmers I. Woolley — *General theory of solid rotor induction machines.* Proc. I.E.E. V. 118, 9, 1972. p. 1 301—1 308
6. G. Angst — *Poly fase induction motor with solid Rotor ; Effect of saturation and Finite Length.* Trans. A.I.E.E., P.A.S. 58 february 1962 p. 902—909.
7. M. Yee, T. Wilson — *Saturation and finite length effects in solid rotor induction machines.* Proc. I.E.E. 119, 7, 1972, p. 877—882.
8. A. Nicolaide — *Analiza neliniară a propagării cîmpului electromagnetic în piese feromagnetice.* Electrotehnica 12, nr. 9. sept. 1964, p. 320—330.
9. V. Saviuc — *Maşina asincronă cu rotor feromagnetic masiv.* Electrotehnica 12, Nr. 10, oct. 1964, p. 368—382.

ASUPRA EFECTULUI DE REFULARE ŞI TRANSVERSAL LA MOTOARELE LINIARE UNILATERALE CU INDUS FEROMAGNETIC.

REZUMAT

Pornind de la rezolvarea ecuaţiilor cîmpului electromagnetic, în lucrare se prezintă o nouă modalitate de calcul a influenţei efectului transversal şi de refulare asupra parametrilor echivalenţi ai motorului liniar unilateral cu indus feromagnetic.

În studiul efectului de saturaţie şi de refulare, curba de magnetizare se aproximează printr-o parabolă, iar la calculul influenţei efectului transversal, permeabilitatea magnetică se consideră constantă, dar se alege în strînsă legătură cu solicitarea magnetică reală a indusului.

ABOUNT SKIN AND TRANSVERSE EDGE – EFFECT AT SINGLE-SIDED SOLID-SECONDARY LINEAR MOTORS.

SUMMARY

Based on the Maxwell's equations solring, in the paper it is presented a nein method for the calcules of skin and transverse edge effect influence upon secondary parametres of singlesided, solid – „rotor" linear motors.

In the study of saturation and skin effect the magnetisation curve it is remored by a parabolic function, while at transverse edge effect calculus the iron magnetic permeability it is constant but close related to real magnetic loading of the secondary.

ÜBER DEN STROMVERDRÄNGUNGS– UND QUEREFFEKT BEI EINTEILIGEN LINEARMOTOREN MIT FEROMAGNETISCHEN ANKER.

INHALT

In der Arbeit wir eine neue Rechenmethode des Einflusses des Stromverdrängungs– und Quereffekts auf die äquivalenten Parameter des einteiligen Linearmotors mit ferromagnetischem Anker vorgezeigt wobei man von der Lösung der Gleichungen des elektromagnetischen Feldes ausgeht.

Bei der Untersuchung des Sättigungs– und Stromverdrängungseffektes wird die Magnetisierungskurve durch eine Parabel ersetzt. Bei der Berechnung des Quereffektes wird die magnetische Permeabilität als konstant betrachtet, wobei man aber diesen Wert in Betracht auf die reellen magnetischen Beanspruchungen des Ankers wählt.

Buletinul ştiinţific şi tehnic al I.P.T.
Seria Electrotehnică
Tom. 18 (32), Fasc. 1/1973

DETERMINAREA MODELULUI MATEMATIC AL PROCESELOR LINIARE CU AJUTORUL CALCULATORULUI NUMERIC*

DE

N. BUDIŞAN, T. DRAGOMIR I. BABUŢIA, E. DRAGOMIR

Metodele de identificare a proceselor liniare oscilante cunoscute [1, 2, 6], se dovedesc fie insuficient de precise, fie laborioase. Mărirea preciziei este posibilă prin utilizarea calculatoarelor numerice, în care caz volumul calculelor nu mai reprezintă o problemă.

În acest sens, autorii reconsideră una din metodele de aproximare, grafo-analitice, cunoscute [1], elaborînd o metodă mult mai precisă şi corespunzător un algoritm. În plus, acesta a fost întocmit în ideea minimizării timpului de calcul.

Pentru rezolvarea problemei sînt necesare: funcţia indicială normată sub formă tabelată şi coordonatele primului extrem al acesteia. Considerînd că această curbă obţinută pe cale experimentală poate fi aproximată suficient de bine prin soluţia unei ecuaţii diferenţiale liniare cu coeficienţi constanţi de ordinul III, se determină coeficienţii necunoscuţi şi apoi soluţia ecuaţiei. Valabilitatea rezultatelor se apreciază prin compararea lor cu datele experimentale.

Lucrarea prezintă în mod concentrat baza matematică a metodei şi algoritmele de calcul, astfel încît pune la îndemîna utilizatorului toate elementele necesare pentru întocmirea unui program. O altă contribuţie a autorilor este reprezentată de algoritmul de aflare a valorilor de pornire pentru rezolvarea sistemului algebric de ecuaţii transcendente, prin a cărui considerare se elimină aproximaţiile introduse de metoda amintită [1]. În final este dat un exemplu de utilizare a metodei.

1. METODA.

Se cunoaşte că, [1, 2], funcţia indicială normată cu componente oscilatorii: corespunzătoare cazului unui proces liniar cu o intrare şi o ieşire, reprezentată în fig. 1., se poate aproxima cu soluţia unei ecuaţii diferenţiale de forma (1),

$$b_3 \frac{d^3 h_a^*(t)}{dt^3} + b_2 \frac{d^2 h_a^*(t)}{dt^2} + b_1 \frac{dh_a^*(t)}{dt} + h_a^*(t) = u_1(t), \qquad (1)$$

*) Primită la redacţie la data de 25 XII 1972.

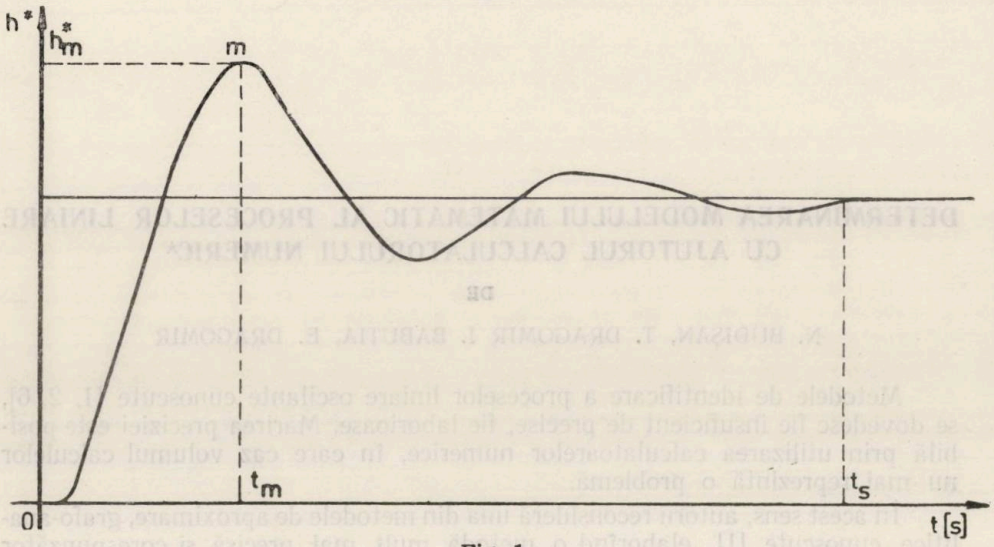


Fig. 1.

în care $u_1(t)$ este funcţia treaptă unitară:

$$u_1(t) = \begin{cases} 0 & \text{pentru } t \leqslant 0 \\ 1 & \text{pentru } t > 0 \end{cases}$$

iar indicele „a" indică că $h_a^*(t)$ este funcţia normată cu care se face aproximarea.

În vederea aproximării propuse, deci a calculării coeficienţilor b_3, b_2 şi b_1, se fac ipotezele (2) relative la condiţiile iniţiale şi ipotezele (3) relative la primul extrem al funcţiei:

$$h_a^*(0) = 0\,;\ h_a^{*'}(0) = 0\,;\ h_a^{*''}(0) = 0, \tag{2}$$

$$h_i^*(t_m) = h_m^*\,;\quad h_a^{*'}(t_m) = 0, \tag{3}$$

h_m^* şi t_m fiind coordonatele primului punct de extrem m (fig. 1).

Fie t_s momentul începînd cu care se poate considera că procesul a ajuns practic în regim staţionar. În consecinţă:

$$h_a^*(t_s) = 1,\ h_a^{*'}(t_s) = 0,\ h_a^{*''}(t_s) = 0. \tag{4}$$

În acest caz, din (1), (2) şi (4) se obţine:

$$b_1 = \int_0^{t_s} [1 - h_a^*(t)]dt \simeq \int_0^{t_s} [1 - h^*(t)]dt. \tag{5}$$

Soluţia $h_a^*(t)$ rezultă prin suprapunerea soluţiei generale a ecuaţiei omogene asociată ecuaţiei (1):

$$h_{a1}^*(t) = -\left(A \cos \omega \frac{t}{b_1} + B \sin \omega \frac{t}{b_1}\right) \cdot \exp\left(-a\frac{t}{b_1}\right) - C \cdot \exp\left(-\frac{1}{\beta}\frac{t}{b_1}\right) \tag{6}$$

și soluției de regim forțat:

$$h^*_{ap}(t) = 1 \tag{7}$$

$$h^*_a(t) = h^*_{a1}(t) + h^*_{ap}(t) =$$

$$= 1 - \left(A \cos \omega \frac{t}{b_1} + B \sin \omega \frac{t}{b_1}\right) \cdot \exp\left(-a\frac{t}{b_1}\right) - C \cdot \exp\left(-\frac{1}{\beta}\frac{t}{b_1}\right). \tag{8}$$

Soluția (6) rezultă impunînd, corespunzător caracterului oscilatoriu – amortizat – al soluției $h^*_a(t)$, soluții adecvate ecuației caracteristice (9) corespunzătoare ecuației omogene asociată ecuației (1):

$$b_3 r^3 + b_2 r^2 + b_1 r + 1 = 0, \tag{9}$$

prin condițiile exprimate de relațiile (10) și (11):

$$r_{1,2} = -\frac{a}{b_1} \pm j\frac{\omega}{b_1}; \quad r_3 = -\frac{1}{\beta b_1} \tag{10}$$

$$a > 0, \quad \omega > 0, \quad \beta > 0. \tag{11}$$

Fie

$$\alpha = \frac{1-\beta}{2a} \tag{12}$$

și r_1, r_2 și r_3 rădăcinile ecuației (9). Din relațiile dintre rădăcinile și coficienții ecuației (9), rezultă în acest caz legătura (13) între α, β și ω:

$$\omega = \sqrt{\frac{1}{\alpha} - \frac{(1-\beta)^2}{4\alpha^2}} \tag{13}$$

precum și relațiile de calcul ale coeficienților b_2 și b_3:

$$b_2 = (\alpha + \beta - \beta^2)\, b_1^2,$$

$$b_3 = \alpha\beta b_1^3. \tag{14}$$

Impunînd soluției date de (8), condițiile (2) se obține un sistem de ecuații liniare în A, B, C:

$$h^*_a(0) = 1 - A - C = 0$$

$$h'_a(0) = aA - \omega B + \frac{C}{\beta} = 0$$

$$h''_a(0) = -a^2 A + 2a\omega B + \omega^2 A - \frac{C}{\beta^2} = 0$$

din care rezultă:

$$A = \frac{1-2a\beta}{(a\beta - 1)^2 + \beta^2\omega^2}; \quad B = \frac{a - a^2\beta + \beta\omega^2}{\omega[(a\beta - 1)^2 + \beta^2\omega^2]};$$

$$C = \frac{\beta^2(a^2+\omega^2)}{(a\beta - 1)^2 + \beta^2\omega^2}. \tag{15}$$

Prin utilizarea relaţiilor (12) şi (13), din (15) se deduc noi expresii pentru A, B şi C:

$$A = \frac{\alpha-\beta+\beta^2}{\alpha-\beta+2\beta^2}; \quad B = \frac{1}{2\alpha\omega} \cdot \frac{\alpha(1+\beta) - \beta(1-\beta)^2}{\alpha-\beta+2\beta^2};$$

$$C = \frac{\beta^2}{\alpha-\beta+2\beta^2}. \tag{16}$$

În fine, avînd în vedere că soluţiei date de (8) i se impun şi condiţiile (3), se obţine sistemul de ecuaţii algebrice transcendente în α şi β:

$$f_1(\alpha, \beta) = h_m^* - 1 + (A \cos \omega\tau_m + B \sin \omega\tau_m) \cdot \exp(-a\tau_m) +$$

$$+ C \cdot \exp\left(-\frac{\tau_m}{\beta}\right) = 0,$$

$$f_2(\alpha, \beta) = a(1-h_m^*) - C\left(a - \frac{1}{\beta}\right) \cdot \exp\left(-\frac{\tau_m}{\beta}\right) + (A \sin \omega\tau_m - B \cos \omega\tau_m)\omega \cdot$$

$$\cdot \exp(-a_r\tau_m) = 0. \tag{17}$$

în care:

$$\tau_m = \frac{t_m}{b_1}. \tag{18}$$

Sistemul (17) se poate rezolva relativ uşor prin metoda liniarizării (a lui Newton), [3, 4], formula matricială de recurenţă ce leagă valorile necunoscutelor obţinute după a „$r+1$"-a iteraţie $(\alpha_{r+1}, \beta_{r+1})$ de valorile necunoscutelor obţinute după a „r"-a iteraţie (α_r, β_r) fiind:

$$\begin{bmatrix} \alpha_{r+1} \\ \beta_{r+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \alpha_r \\ \beta_r \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \left(\frac{\partial f_1(\alpha, \beta)}{\partial \alpha}\right)_r & \left(\frac{\partial f_1(\alpha, \beta)}{\partial \beta}\right)_r \\ \left(\frac{\partial f_2(\alpha, \beta)}{\partial \alpha}\right)_r & \left(\frac{\partial f_2(\alpha, \beta)}{\partial \beta}\right)_r \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} f_1(\alpha_r, \beta_r) \\ f_2(\alpha_r, \beta_r) \end{bmatrix} \tag{19}$$

unde

$$\left(\frac{\partial f_1(\alpha, \beta)}{\partial \alpha}\right)_r = \left(\frac{\partial f_1(\alpha, \beta)}{\partial \alpha}\right)_{\alpha=\alpha_r,\ \beta=\beta_r}, \quad \text{etc.}$$

Prima iteraţie reclamă însă estimarea unor valori de pornire α_0, β_0 (care să aproximeze însă soluţia căutată α^*, β^*) pentru a obţine pe α_1 şi β_1.

Obţinînd pe calea arătată pe α şi β, relaţiile (14) fac determinabile şi valorile coeficienţilor b_2 şi b_3. Cu aceasta, în principiu, problema se poate considera rezolvată.

2. ALGORITMUL DE CALCUL.

Etapele algoritmului care se poate utiliza pentru rezolvarea problemei prezentate mai sus, cu ajutorul unui calculator numeric sînt următoarele:

I. Se citesc: – funcţia indicială normată sub formă tabelată (t_i, $h^*(t_i)$, $i=1,2\cdots n$), şirul argumentelor t_i monoton crescător avînd $t_1=0$, iar $t_n=t_s$ şi – coordonatele primului extrem t_m, h_m^*.

II. Se calculează b_1 cu relaţia (5), utilizînd în acest scop un subprogram de integrare a unei funcţii tabelate [5].

III. Avînd coordonatele primului extrem se determină valorile de pornire α_0, β_0 cu ajutorul unui subprogram întocmit special în acest scop.

Astfel, plecînd de la constatarea că:

$$0<\beta<1$$

$$\omega_1<\omega<\omega_2=2\omega_1=\frac{2\pi}{\tau m} \tag{20}$$

se împarte domeniul în care se situiază β şi ω într-o reţea cu $M\times M$ puncte, avînd paşii:

$$\Delta\beta=\frac{1}{M+1};\quad \Delta\omega=\frac{\omega_1}{M+1}. \tag{21}$$

Se pot considera drept valori de pornire α_0, β_0, valorile corespunzătoare acelui punct (β, ω) din reţea pentru care „a" este reală şi

$$|f_1(\alpha,\ \beta)|+|f_2(\alpha,\ \beta)|+\sqrt{f_1^2(\alpha,\ \beta)+f_2^2(\alpha,\ \beta)}=\min. \tag{22}$$

În anexa I se precizează cîteva detalii privind inegalităţile (20), iar în anexa II este prezentat algoritmul de obţinere a valorilor de pornire.

IV. Se rezolvă sistemul (17) prin metoda liniarizării, prezentată deja, admiţîndu-se cel mult I iteraţii pentru a fi îndeplinită condiţia:

$$\sqrt{(\alpha_{r+1}-\alpha_r)^2+(\beta_{r+1}-\beta_r)^2}\leqslant\varepsilon. \tag{23}$$

În acest scop este necesar să se întocmească un subprogram special, în care se vor folosi expresiile derivatelor trecute în anexa III.

V. Se calculează coeficienţii b_2 şi b_3 cu relaţiile (14) şi se tipăresc valorile lor precum şi a lui b_1.

VI. Se calculează cu (12), (13) şi (16) valorile lui a, ω, A, B şi C şi apoi cu relaţia (8) $h_a^*(t)$ pentru valorile lui t de la punctul I, tipărind: t_i, $h^*(t_i)$, $h_a^*(t_i)$, $\Delta h^*(t_i)=h^*(t_i)-h_a^*(t_i)$, $i=1,2\ldots n$.

3. EXEMPLU DE UTILIZARE A METODEI.

Fie funcţia indicială normată cu componente oscilatorii reprezentată prin curba din fig. 2., pentru care se caută un model matematic de forma (1). În acest scop s-a elaborat un program în limbaj FORTRAN, urmînd etapele indicate la punctul 2.

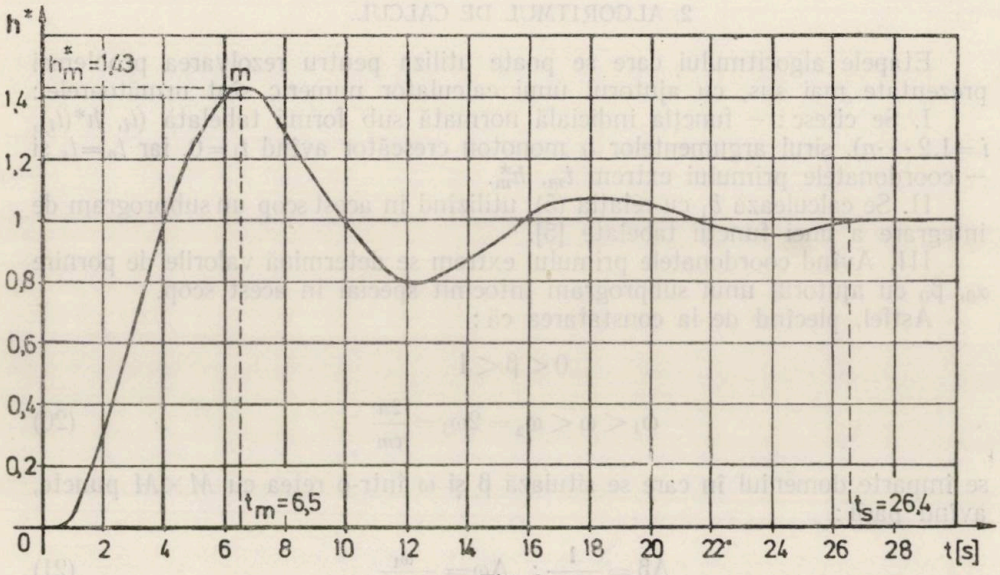


Fig. 2.

Funcţia indicială normată tabelată a fost comunicată sub forma unui şir cu $n=66$ perechi de valori, avînd $t_{66}=t_s=26{,}4$ s şi $h^*(t_{66})=1$. Coordonatele primului extrem, după cum se observă din fig. 2, sînt $t_m=6{,}5$ s, $h_m^*=1{,}43$. Celorlalţi parametrii care sînt necesari li s-au dat valorile: M=100, $\varepsilon=0{,}002$ şi I=100.

Cu aceste date a rezultat că funcţia indicială reprezentată de curba din fig. 2 este aproximată de soluţia ecuaţiei diferenţiale:

$$2{,}05396\frac{d^3h_a^*(t)}{dt^3}+3{,}80365\frac{d^2h_a^*(t)}{dt^2}+1{,}49997\frac{dh_a^*(t)}{dt}+h_a^*(t)=u_1(t).$$

Pentru a pune în evidenţă calitatea rezultatului obţinut, se precizează că funcţia diferenţă

$$\Delta h^*(t)=h^*(t)-h_a^*(t)$$

a obţinut în cele 66 de puncte valori cuprinse în intervalul

$$\Delta h^*(t_i)\in(-0{,}012\div+0{,}040)\ll h^*(t).$$

Diferenţele obţinute sînt de cca 3–4 ori mai mici decît cele ce rezultă prin aplicarea metodei prezentate în [1] şi mult mai mici decît cele ce rezultă prin utilizarea celorlalte metode [2, 6].

Etapa a IV-a a fost efectuată în numai 3 iteraţii (convergenţă bună a metodei liniarizării), efectuarea tuturor calculelor programului şi tipărirea rezultatelor durînd 1 min, 14 sec.

ANEXA I.

Autorii au demonstrat că $A > 0$, de unde se deduce inegalitatea:

$$1 - 2a\beta > 0. \tag{1-a}$$

Pe de altă parte, din (13), (11) și (12) rezultă:

$$0 < \beta < 1. \tag{2-a}$$

O consecință a relațiilor (1-a) și (2-a), utilizată în continuare este:

$$1 - a\beta > 0. \tag{3-a}$$

Considerînd o valoare oarecare a lui ω, fie:

$$\tau_1 = \frac{t_1}{b_1} = \frac{\pi}{\omega} \text{ și } \tau_2 = \frac{t_2}{b_1} = \frac{2\pi}{\omega} \tag{4-a}$$

Din (8), (15), (3-a) și (4-a) se obțin valorile:

$$h_a^*(t_1) = \frac{C}{\beta} \cdot \left[1 + \exp\left(-\frac{1-a\beta}{\beta}\tau_1\right)\right] \cdot \exp(-a\tau_1) > 0$$

$$h_a^*(t_2) = -\frac{C}{\beta} \cdot \left[1 - \exp\left(-\frac{1-a\beta}{\beta}\tau_2\right)\right] \cdot \exp(-a\tau_2) < 0$$

rezultînd drept consecință că:

$$\tau_1 < \tau_m < \tau_2. \tag{5-a}$$

Relațiile (4-a) și (5-a) conduc la concluzia că și valorile lui ω, la fel ca și ale lui β, sînt cuprinse între două limite:

$$\omega_1 < \omega < \omega_2 = 2\omega_1 = \frac{2\pi}{\tau_m}. \tag{6-a}$$

ANEXA II.

Din relațiile (12) și (13) se obțin două valori pentru „a":

$$a_{-1} = \frac{1}{1-\beta} - \sqrt{\left(\frac{1}{1-\beta}\right)^2 - \omega^2}; \quad a_{+1} = \frac{1}{1-\beta} + \sqrt{\left(\frac{1}{1-\beta}\right)^2 - \omega^2} \tag{7-a}$$

Deoarece „a" este o cantitate reală:

$$\beta \geqslant 1 - \frac{1}{\omega};$$

pe de altă parte β și ω satisfac și condițiile (20).

Algoritmul de aflare a valorilor de pornire parcurge următoarele etape:

1. Fiind dat t_m şi M se calculează cu (18), (20) şi (21) ω_1 şi $\Delta\omega$, precum şi prima valoare a lui ω pentru care urmează să se facă calculele:

$$\omega_{(1)} = \omega_1 + \Delta\omega.$$

Se iniţializează indicele $i(i=1)$.

2. Se stabileşte valoarea iniţială a lui β, notată cu $\beta_{(i,1)}$ şi cunoscînd $\omega_{(1)}$ şi pasul $\Delta\beta$ se determină numărul N de perechi de valori $\omega_{(i)}$, $\beta'_{(i,j)}$ pentru care urmează să se facă calcule $(1 \leqslant j \leqslant N)$ astfel:

– dacă: $\omega_{(i)} \leqslant 1$, atunci $\beta_{(i,1)} = \Delta\beta$ şi $N = M$, iar dacă $\omega_{(i)} > 1$, atunci: $\beta_{(i,1)} = 1 - \frac{1}{\omega}$ şi $N = M + 1 - [(M+1) \cdot \beta_{(i,1)}]$, unde $[x]$ reprezintă partea întreagă a numărului x.

Se iniţializează indicii $j(j=1)$ şi $k(k=+1)$.

3. Se calculează cu ajutorul lui $\omega_{(i)}$ şi $\beta_{(i,1)}$ setul de valori:

$$a_{k,(i,j)} = a_k(\omega_{(i)}, \beta_{(i,j)}) \text{ cu relaţia (7-a)},$$

$$\alpha_{k,(i,j)} = (1 - \beta_{(i,j)}) / 2 \cdot a_{k,(i,j)}$$

$$\left.\begin{aligned} f_{1,k,(i,j)} &= f_1(\alpha_{k,(i,j)}, \beta_{(i,j)}) \\ f_{2,k,(i,j)} &= f_2(\alpha_{k,(i,j)}, \beta_{(i,j)}) \end{aligned}\right\} \text{cu relaţiile (17) şi 16)}$$

$$q = |f_{1,k,(i,j)}| + |f_{2,k,(i,j)}| + \sqrt{|f_{1,k,(i,j)}|^2 + |f_{2,k,(i,j)}|^2}$$

4. Dacă:

$$i = j = k = 1 \qquad \text{(8-a)}$$

se fac atribuirile:

$$W_1 = f_{1,k,(i,j)};\ W_2 = f_{2,k,(i,j)};\ W_3 = \omega_{(i)};\ W_4 = \beta_{(i,j)};$$

$$W_5 = q;\ W_6 = a_{k,(i,j)};\ W_7 = \alpha_{k,(i,j)};\ W_8 = k. \qquad \text{(9-a)}$$

Dacă nu e îndeplinită condiţia (8-a), se cercetează semnul diferenţei $\Delta = W_5 - q$. Atunci cînd:

$\Delta > 0$ se fac atribuirile (9-a) şi se trece la etapa 5, iar cînd

$\Delta < 0$ se trece direct la etapa 5.

5. Se schimbă semnul lui k şi în funcţie de noua valoare, dacă:

$k = -1$ se reia calculul începînd cu etapa 3; iar dacă

$k = 1$ se trece la etapa 6.

6. Se cercetează dacă j a ajuns egal cu N; dacă:

$j < n$ se măreşte j cu o unitate şi se calculează:

$\beta_{(i,j)} = \beta_{(i,j-1)} + \Delta\beta$, reluîndu-se apoi calculul începînd cu etapa 3, iar dacă:

$j = n$ se trece la etapa 7.

7. Se cercetează dacă i a ajuns egal cu M; dacă $i < M$ se măreşte i cu o unitate şi se calculează:

$\omega_{(i)} = \omega_{(i-1)} + \Delta\omega$, reluîndu-se calculul de la etapa 2, iar dacă:

$i = M$ se consideră calculul terminat, revenindu-se în programul principal cu valorile de pornire căutate:

$$\alpha_0 = W_7,\ \beta_0 = W_4.$$

ANEXA III.

La aplicarea relației de recurență (19) se folosesc următoarele derivate:

$$\frac{\partial f_1(\alpha,\beta)}{\partial\alpha}=\frac{y_{10}}{\omega}\frac{\partial a}{\partial\alpha}+y_4\left(y_6\cdot\frac{\partial A}{\partial\alpha}+y_7\frac{\partial B}{\partial\alpha}\right)+\tau_m\cdot y_9\frac{\partial\omega}{\partial\alpha}+y_5\frac{\partial C}{\partial\alpha}.$$

$$\frac{\partial f_1(\alpha,\beta)}{\partial\beta}=\frac{y_{10}}{\omega}\frac{\partial a}{\partial\beta}+y_4\left(y_6\cdot\frac{\partial A}{\partial\beta}+y_7\frac{\partial B}{\partial\beta}\right)+\tau_m\cdot y_9\frac{\partial\omega}{\partial\beta}+y_5\frac{\partial C}{\partial\beta}+y_5\frac{\tau_m}{\beta^2}C.$$

$$\frac{\partial f_2(\alpha,\beta)}{\partial\alpha}=y_8\frac{\partial a}{\partial\alpha}-y_{11}\frac{\partial C}{\partial\alpha}+y_9\left(\tau_m\omega\frac{\partial a}{\partial\alpha}-\frac{\partial\omega}{\partial\alpha}\right)+\omega\cdot y_4\cdot$$

$$\cdot\left(y_7\frac{\partial A}{\partial\alpha}-y_6\frac{\partial B}{\partial\alpha}\right)-y_{10}\frac{\partial\omega}{\partial\alpha}.$$

$$\frac{\partial f_2(\alpha,\beta)}{\partial\beta}=y_8\frac{\partial a}{\partial\beta}-y_{11}\frac{\partial C}{\partial\beta}+y_9\left(\tau_m\omega\frac{\partial a}{\partial\beta}-\frac{\partial\omega}{\partial\beta}\right)+\omega y_4\cdot$$

$$\cdot\left(y_7\frac{\partial A}{\partial\beta}-y_6\frac{\partial B}{\partial\beta}\right)-y_{10}\frac{\partial\omega}{\partial\beta}-y_{11}\frac{\tau_m}{\beta^2}C-\frac{y_5}{\beta^2}C,$$

în expresiile cărora, după cum se observă se utilizează alte derivate calculabile cu relațiile:

$$\frac{\partial a}{\partial\alpha}=-\frac{a}{\alpha};\quad\frac{\partial a}{\partial\beta}=-\frac{1}{2\alpha};\quad\frac{\partial\omega}{\partial\alpha}=y_3(a^2-\omega^2);\quad\frac{\partial\omega}{\partial\beta}=ay_3;$$

$$\frac{\partial A}{\partial\alpha}=\frac{\beta^2}{y_2};\quad\frac{\partial A}{\partial\beta}=\frac{\beta^2-2\alpha\beta}{y_2};\quad\frac{\partial C}{\partial\alpha}=-\frac{\partial A}{\partial\alpha};\quad\frac{\partial C}{\partial\beta}=-\frac{\partial A}{\partial\beta};$$

$$\frac{\partial B}{\partial\alpha}=-B\left(\frac{1}{\alpha}+\frac{1}{\omega}\frac{\partial\omega}{\partial\alpha}\right)+\frac{y_3}{y_2}(3\beta^3-\beta^2);\quad\frac{\partial B}{\partial\beta}=-\frac{B}{\omega}\frac{\partial\omega}{\partial\beta}+$$

$$+\frac{y_3}{y_2}(\alpha^2-5\alpha\beta^2+2\beta^2-2\beta^4).$$

Cu $y_1\div y_{11}$ s-au notat pentru simplificare expresiile:

$$y_1=\alpha-\beta+2\beta^2;\quad y_2=y_1^2;\quad y_3=\frac{1}{2\alpha\omega};\quad y_4=\exp(-a\tau_m);$$

$$y_5=\exp\left(-\frac{\tau_m}{\beta}\right);\quad y_6=\cos\omega\tau_m;\quad y_7=\sin\omega\tau_m;\quad y_8=1-h_m^{\star}-y_5C;$$

$$y_9=(-y_7A+y_6B)\,y_4;\quad y_{10}=-\omega\tau_m(y_6A+y_7B)\,y_4;\quad y_{11}=\left(a-\frac{1}{\beta}\right)y_5.$$

Uzînd de aceste notații A, B, C iau o nouă formă:

$$A=(y_1-\beta^2)\frac{1}{y_1};\quad B=(y_1+\alpha\beta-\beta^2)\frac{y_3}{y_1};\quad C=1-A.$$

BIBLIOGRAFIE

1. Peciorina, I. N., *Rasciot sistem avtomaticeskovo upravlenia*, Moskva, SSSR, Gosudarstvennoe naucino-tehniceskoe izd., 1962, pp. 13–18.
2. Penescu, C şi colectivul, *Identificarea experimentală a proceselor automatizate*, Bucureşti, RSR, Ed. tehnică, 1971, pp. 21–23, 26–34, 37–61, 64–83.
3. Legras, J., *Précis d'analyse numérique*, Paris, Franţa, Dunod, 1963, pp. 43–48.
4. Salvadori, M. G. şi Baron, M. L., *Metode numerice în tehnică*, Bucureşti, RSR, 1972, Ed. tehnică, pp. 84–88.
5. * * * *System/360 Scientific Subroutine Package, Programmer's Manual*, New York, SUA, IBM Corporation, Technical Publications Dept, 1969, p. 289.
6. Minina, O. M., *Opredelenie dinamiceskih harakteristik i parametrov tipovîh reguliruemîh obiektov*. Moskva, Izd. Akademii Nauk SSSR, 1963, p. 15

ОПРЕДЕЛЕНИЕ МАТЕМАТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ ЛИНЕЙНЫХ КОЛЕБАТЕЛЬНЫХ ПРОЦЕССОВ ПРИ ПОМОЩИ ЦИФРОВОЙ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНОЙ МАШИНЫ

(РЕЗЮМЕ)

В работе представлен точный метод и оригинальный алгорифм определения, при помощи цифровой вычислительной машины, коэффициентов линейного дифференциального уравнения третьего порядка, которое достаточно точно характеризует динамику колебательных процессов с одним входом и с одним выходом. При определении, используются табулированная нормированная единичная функция и координаты первого экстремума этой функции. Точность предложенного метода илюстрируется конкретным примером.

THE MATHEMATICAL MODEL DETERMINATION OF LINIAR OSCILLATING PROCESSES WITH A DIGITAL COMPUTER

SUMMARY

The paper is presenting a precise method and an original algorithm for the determination of the coefficients of a third order linear differential ecuation, with a digital computer. The third order linear differential ecuation is approximating satisfactory the dinamic behaviour of oscillating processes with one input and one output. The determination is made using the tabulated normed response to a unit step function and the coordinates of its first extremun. The exactity of the method is shown by an example.

DETERMINAREA MODELULUI MATEMATIC AL PROCESELOR LINIARE OSCILANTE CU AJUTORUL CALCULATORULUI NUMERIC

REZUMAT

În lucrare se prezintă o metodă exactă și corespunzător un algoritm original, pentru determinarea cu ajutorul calculatorului numeric a coeficienților unei ecuații diferențiale liniare de ordinul III, care caracterizează suficient de bine comportamentul dinamic al proceselor oscilante cu o intrare și o ieșire. Determinarea se face utilizînd funcția indicială normală sub formă tabelată și coordonatele primului extrem al acesteia. Ilustrarea preciziei metodei se face printr-un exemplu concret.

Buletinul ştiinţific şi tehnic al I.P.T.
Seria Electrotehnică
Tom. 18 (32), Fasc. 1/1973

CU PRIVIRE LA CALCULUL AMPLIFICATORULUI DE CURENT CONTINUU*

DE

VIRGIL TIPONUŢ

Necesitatea realizării unor amplificatoare de c.c. cu performanţe superioare, a condus la conceperea de noi circuite liniare, prezentate în literatură [1] [2] [3]. Acestea se caracterizează prin parametri calitativi ridicaţi, dar prezintă şi neajunsuri care nu pot fi neglijate în anumite situaţii.

Lucrarea de faţă are drept scop, elaborarea unor metode de calcul, pentru două circuite specifice amplificatoarelor de c.c., care să asigure reducerea la minim a dezavantajelor caracteristice fiecărui tip de circuit.

1. CIRCUITUL DE CONVERSIE A SEMNALULUI DIFERENŢIAL ÎN SEMNAL NESIMETRIC.

Dezavantajul reducerii amplificării la jumătate, prin folosirea ieşirii nesimetrice a unui etaj diferenţial, poate fi eliminat printr-o reacţie negativă locală, realizată conform schemei din fig. 1 [2] [3].

Procedeul de mai sus comportă însă un inconvenient. La scăderea tensiunii U_{C2}, creşterea simultană a tensiunii U_{C2} determină prin circuitul de reacţie realizat cu tranzistorul T_3, mărirea tensiunii U_{EE2}; în consecinţă, introducerea reacţiei duce la creşterea valorii minime a tensiunii U_{C2}.

Acest fapt constituie un dezavantaj esenţial, deoarece etajul nesimetric fiind urmat în general numai de circuite pentru restabilirea nivelului de zero şi de etaje finale, de tipul repetor pe emitor, este micşorată excursia tensiunii la ieşirea amplificatorului.

Din cele prezentate rezultă că circuitul din fig. 1 trebuie proiectat pe baza criteriului obţinerii unei variaţii maxime a tensiunii U_{C2}.

Pentru stabilirea metodei de calcul se analizează comportarea circuitului în două situaţii limită, corespunzătoare valorilor maximă şi minimă ale tensiunii U_{C2}, precum şi în cazul unui semnal diferenţial nul la intrare.

În cele ce urmează, tensiunile şi curenţii corespunzători unui tranzistor se vor nota prin simboluri afectate de indicii tranzistorului respectiv (fig. 1);

*) Primită la redacţie la data 1 XII 1972

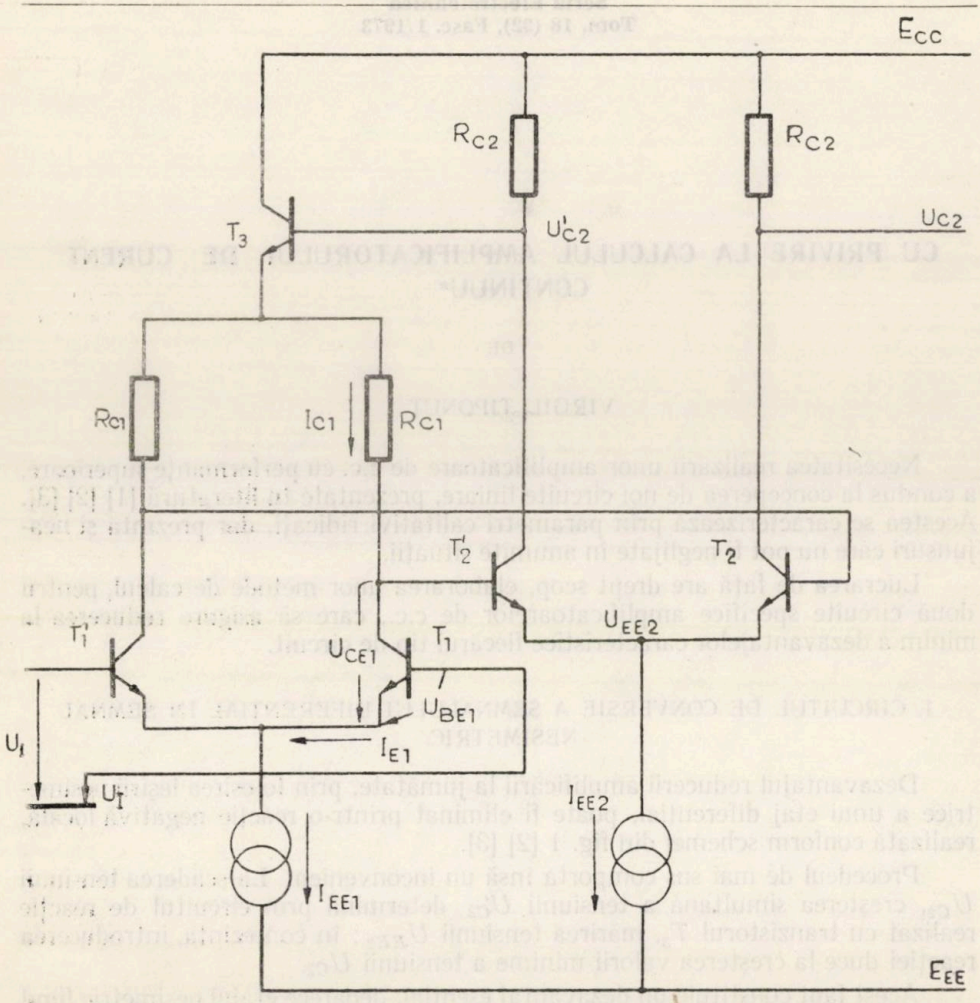


Fig. 1. Schema circuitului de conversie a semnalului diferențial în semnul nesimetric.

evidențierea fiecărei situații, din cele enumerate mai sus, se va face prin indicii suplimentari α, β și respectiv γ.

Considerînd cazul în care tranzistorul T_2 devine blocat și tensiunea U_{C2} atinge valoarea maximă E_{CC}, pe baza schemei din fig. 1 se poate scrie relația:

$$E_{CC} \cong R_{C2} \cdot I_{EE2} + U_{BE3\alpha} + R_{C1} \cdot I_{C1\alpha} + U_{CE1\alpha} - U_{BE1\alpha} + U_{1\alpha}. \qquad (1)$$

Dacă valoarea căderii de tensiune $I_{C1\gamma} \cdot R_{C1}$ se alege mult mai mare ca amplitudinea semnalului de comandă a celui de-al doilea etaj, variațiile curentului I_{C1} sînt neglijabile față de valoarea sa $I_{C1\gamma}$. În această ipoteză $I_{C1\alpha} \cong I_{C1\gamma}$ și

neglijînd în continuare curentul de bază față de curentul de colector, se obține $I_{C1\alpha} \cong I_{EE1}/2$.

Cu aceste aproximări relația (1) devine:

$$E_{CC} = R_{C2} \cdot I_{EL2} + U_{BE3\alpha} + R_{C1} \cdot \frac{I_{EE1}}{2} + U_{CE1\alpha} - U_{BE1\alpha} + U_{I\alpha}.$$

Vom considera că tensiunea U_{C2} atinge valoarea minimă, cînd tranzistorul T_2 conduce la limita de saturație. Admițînd neglijările de mai sus rezultă în acest caz, pe baza fig. 1, că:

$$R_{C2} \cdot I_{C2\beta} + U_{CE2\beta} - U_{BE2\beta} - R_{C1} \cdot \frac{I_{EE1}}{2} - U_{BE3\beta} - R_{C2}(I_{EE2} - I_{C2\beta}) = 0. \quad (3)$$

Din ultima expresie, în care $R_{C2} \cdot I_{EE2}$ se înlocuiește cu valoarea sa rezultată din relația (2), se obține produsul $R_{C2} \cdot I_{C2\beta}$ pe baza căruia se calculează valoarea minimă a tensiunii U_{C2}:

$$U_{C2\beta} = E_{CC} - R_{C2} \cdot I_{C2\beta} = \frac{1}{2}(E_{CC} - U_{BE1\alpha} - U_{BE2\beta} + U_{BE3\alpha} - U_{BE3\alpha} + U_{CE1\alpha} + U_{CE2\beta} + U_{I\alpha}) \quad (4)$$

În cazul în care semnalul diferențial la întrarea circuitului este nul, tensiunea de ieșire are o valoare medie $U_{C2\gamma}$, care trebuie să satisfacă relația:

$$U_{C2\gamma} = \frac{1}{2}(U_{C2\alpha} + U_{C2\beta}) \cong \frac{1}{2}(E_{CC} + U_{C2\beta}). \quad (5)$$

Substituind valoarea lui $U_{C2\beta}$ din relația (4) în relația (5) se obține:

$$U_{C2\gamma} = \frac{1}{4}(3E_{CC} - U_{BE1\alpha} - U_{BE2\beta} + U_{BE3\alpha} - U_{BE3\beta} + U_{CE1\alpha} + U_{CE2\beta} + U_{I\alpha}). \quad (6)$$

Avînd în vedere că în situația considerată, curenții de emitor ai tranzistoarelor T_2, T_2' sînt egali, adică $I_{E2} = I'_{E2} = I_{EE}/2$ și neglijînd curenții de bază, rezultă că:

$$R_{C2} \cdot \frac{I_{EE2}}{2} \cong R_{C2} \cdot I_{C2\gamma} = E_{CC} - U_{C2\gamma}. \quad (7)$$

Din relațiile (6) și (7) se poate calcula acum mărimea produsului $R_{C2} \cdot I_{EE2}$:

$$R_{C2} \cdot I_{EE2} = \frac{1}{2}(E_{CC} + U_{BE1\alpha} + U_{BE2\beta} - U_{BE3\alpha} + U_{BE3\alpha} - U_{CE1\alpha} - U_{CE2\beta} - U_{I\alpha}). \quad (8)$$

Pe baza relațiilor stabilite mai sus rezultă metoda de calcul a circuitului:

a) Se alege inițial mărimea curentului I_{EE1}, avîndu-se în vedere indicațiile date în [3];

b) Din relația (4) rezultă că valoarea minimă a tensiunii de ieșire, este cu atît mai redusă, cu cît tensiunile $U_{CE1\alpha}$ și $U_{CE2\beta}$ sînt mai mici. Se va alege deci $U_{CE1\alpha}=U_{CE2\beta}\cong 0{,}8-1$ V, astfel ca punctele de funcționare ale tranzistoarelor T_1 și T_2 să nu ajungă în regiunea de saturație din planul caracteristicilor (se au în vedere tranzistoarele cu Si);

c) Funcționarea circuitului avînd loc în regim liniar, mărimile tensiunilor bază-emitor ale tranzistoarelor T_1, T_2 în situațiile analizate, pot fi aproximate, în relațiile (2) și (8), printr-o valoare medie a acestor tensiuni. Se va considera deci $U_{BEi\alpha}\cong U_{BEi\beta}=0{,}65-0{,}7$ V ($i=1,2$) și din relațiile amintite se calculează produsele $R_{C1}\cdot I_{EE1}$ și $R_{C2}\cdot I_{EE2}$.

Se stabilesc apoi valorile rezistențelor R_{C2} și a curentului I_{EE2}, astfel ca circuitul să asigure amplificarea necesară [3];

d) Cunoscînd curenții I_{EE1} și I_{EE2}, se proiectează în final sursele de curent constant din circuitele de emitor.

Trebuie remarcat că relațiile de calcul au fost stabilite în ipoteza menținerii riguros constante a curenților I_{EE1} și I_{EE2}. În consecință, este necesar ca rezistența echivalentă a surselor de curent constant să fie cît mai mare.

2. CIRCUITUL DE RESTABILIRE A NIVELULUI DE ZERO LA IEȘIRE.

Schema unui circuit de restabilire a nivelului de zero este reprezentată în fig. 2 [3]. Față de alte circuite similare, aceasta prezintă avantaje care îl fac indicat a fi utilizat simultan ca etaj de ieșire al amplificatorului:

– are o rezistență de ieșire redusă;

– introduce o anumită amplificare, care face posibilă mărirea excursiei ΔU_E a tensiunii de ieșire, față de excursia ΔU_C a tensiunii de la intrare.

Ca dezavantaj se menționează dependența amplificării de elemente ale circuitului care determină decalajul de tensiune U_C-U_E.

Pentru elaborarea metodei de calcul prezintă interes stabilirea raportului $\Delta U_E/\Delta U_C$ în funcție de parametrii elementelor de circuit.

Neglijînd variațiile tensiunii bază-emitor ale tranzistorului T_3, rezultă pe baza fig. 2, că legătura dintre mărimile ΔU_E și ΔU_C este de forma:

$$\Delta U_E=\Delta U_C-R_1\cdot\Delta I_{R1}. \tag{9}$$

Mărimea curentului I_{R1} poate fi aproximată prin mărimea curentului I_{R3}, dată de expresia:

$$I_{R3}=\frac{U-U_{BE4}-E_{EE}}{R_3+R_4}-\frac{R_4}{R_3+R_4}\cdot\frac{(U_E-E_{EE})(R_3+R_4)-R_4(U-U_{BE4}-E_{EE})}{(R_2+R_4)(R_3+R_4)-R_4^2}. \tag{10}$$

Din relația de mai sus rezultă variația ΔI_{R1}, corespunzătoare unei modificări ΔU_E a tensiunii de ieșire:

$$\Delta I_{R1}=-\Delta U_E\frac{R_4}{(R_2+R_4)(R_3+R_4)-R_4^2} \tag{11}$$

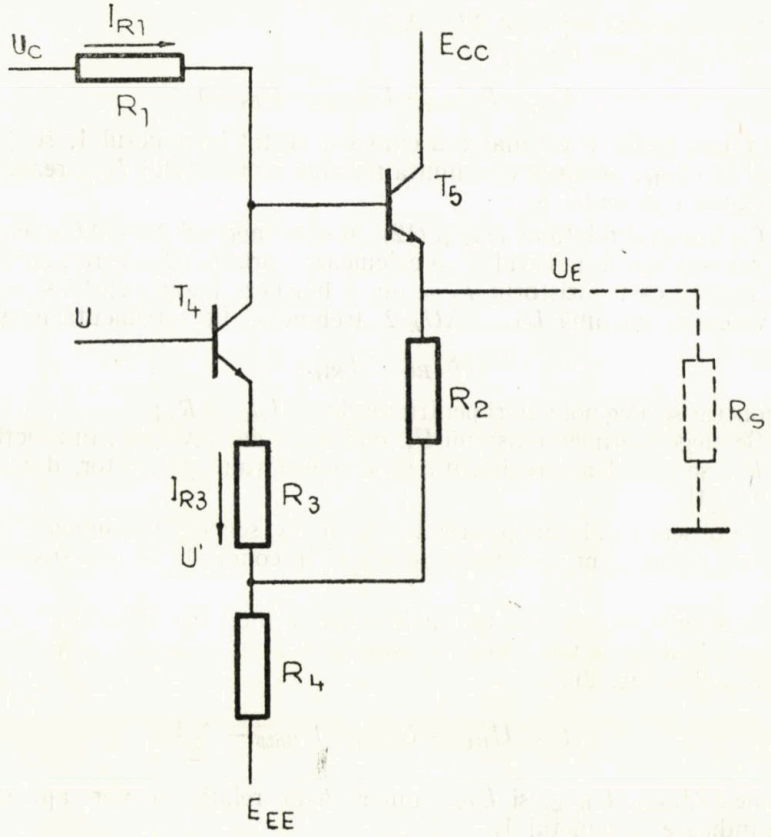


Fig. nr. 2. Schema circuitului de restabilire a nivelului de zero la ieşire.

şi utilizînd expresia (9), se obţine în final că :

$$\frac{\Delta U_E}{\Delta U_C} = \frac{1}{1 - \frac{R_1 R_4}{(R_2+R_4)(R_3+R_4) - R_4^2}}. \tag{12}$$

În relaţiile (11) şi (12) s-a neglijat variaţia ΔU_{BE4}, corespunzătoare excursiei ΔU_E, deoarece $\Delta U_{BE4} \ll \Delta U_E$.

În mod analog celor de la punctul 1, vor fi analizate trei stări ale circuitului, corespunzătoare valorilor maximă, minimă şi nulă ale tensiunii de ieşire. Mărimile — tensiuni şi curenţi — caracteristice fiecărei stări, se vor nota suplimentar cu indicii α, β şi respectiv γ. Considerînd drept date iniţiale de calcul, tensiunea $U_{C\gamma}$, mărimile ΔU_C şi ΔU_E şi valoarea rezistenţei de sarcină R_S, metoda de proiectare a circuitului este următoarea :

a) Se calculează raportul $\Delta U_E/\Delta U_C$;

b) Din egalitatea (fig. 2):

$$U_{C\gamma} - R_1 I_{R1\gamma} - U_{BE5\gamma} - U_{E\gamma} = 0 \tag{13}$$

în care $U_{BE5\gamma}$ poate fi estimat așa cum s-a arătat la punctul 1, se determină produsul $R_1 \cdot I_{R1\gamma}$. Se alege o anumită mărime a curentului $I_{R1\gamma}$, rezultînd imediat valoarea rezistenței R_1;

c) Cu ajutorul relațiilor (11) și (12), în care raportul $\Delta U_E/\Delta U_C$ se consideră egal cu cel rezultat la punctul a, se calculează variația δI_{R1} corespunzătoare lui $\Delta U_E/2$. Pentru ca tranzistorul T_4 să nu se blocheze înainte ca tensiunea U_E să atingă valoarea maximă $U_{E\alpha} = \Delta U_E/2$, trebuie să fie satisfăcută inegalitatea:

$$|\delta I_{R1}| < I_{R1\gamma}. \tag{14}$$

În caz contrar se aleg noi valori pentru mărimile $I_{R1\gamma}$ și R_1;

d) Se alege mărimea tensiunii U_γ, mai mică ca $-\Delta U_E/2$; în funcție de U'_γ, E_{CC} și R_S, se calculează rezistența R_2 a repertorului pe emitor, după metoda cunoscută [4].

Se va observa că la micșorarea tensiunii U_E, scade și tensiunea U' (curentul I_{R1} crește), astfel că proiectarea repetorului în condițiile de mai sus este acoperitoare;

e) Se stabilește mărimea tensiunii U astfel, încît tranzistorul T_4 să nu intre în saturație înainte ca tensiunea de ieșire să fi atins valoarea minimă $U_{E\beta} = -\Delta U_E/2$, adică (fig. 2);

$$U < U_{BE4\beta} - U_{CE4\beta} + U_{BE5\beta} - \frac{\Delta U_E}{2}. \tag{15}$$

Tensiunile: $U_{BE5\beta}$, $U_{BE4\beta}$, și $U_{CE4\beta}$ din această relație se vor aproxima prin valorile indicate la punctul 1.

f) Pe baza mărimilor deja calculate, se determină rezistențele R_3 și R_4 (punctul 3).

g) Se verifică în final dacă raportul $\Delta U_E/\Delta U_C$, calculat cu relația (12), este egal sau mai mare decît valoarea rezultată la punctul a.

3. EXEMPLU DE CALCUL.

Se vor exemplifica metodele propuse, prin calculul amplificatorului de c.c. cu schema din fig. 3 și avînd următorii parametrii impuși: $E_{CC} = 12$ V, $E_{EE} = -12$ V, $\Delta U_E = 20$ V și $R_S = 10$ Kohmi.

Se alege $I_{EE1} = 100\mu$A și $U_{CE1\alpha} = U_{CE2\beta} = 0{,}8$ V. Considerînd $U_{BEi\alpha} = U_{BEi\beta} = 0{,}7$ V și $U_{I\alpha} = 0$, se determină cu relațiile (2) și (8) produsele: $R_{C1} \cdot I_{EE1} = 10{,}6$ V și $R_{C2} \cdot I_{EE2} = 5{,}9$ V. Pe baza lor se stabilește $R_{C1} = 100$ Kohmi respectiv $R_{C2} = 10$ Kohmi și $I_{EE2} = 0{,}59$ mA. Mărimea $R_{C1} \cdot I_{EE1}/2$ fiind de ordinul voltilor, este verificată ipoteza de la punctul 1.

Pentru proiectarea circuitului de restabilire se calculează în prealabil, cu relațiile (4) și (5), tensiunile $U_{C2\beta} = 6{,}1$ V și $U_{C2\gamma} = 9{,}05$ V. Rezultă că $\Delta U_C =$

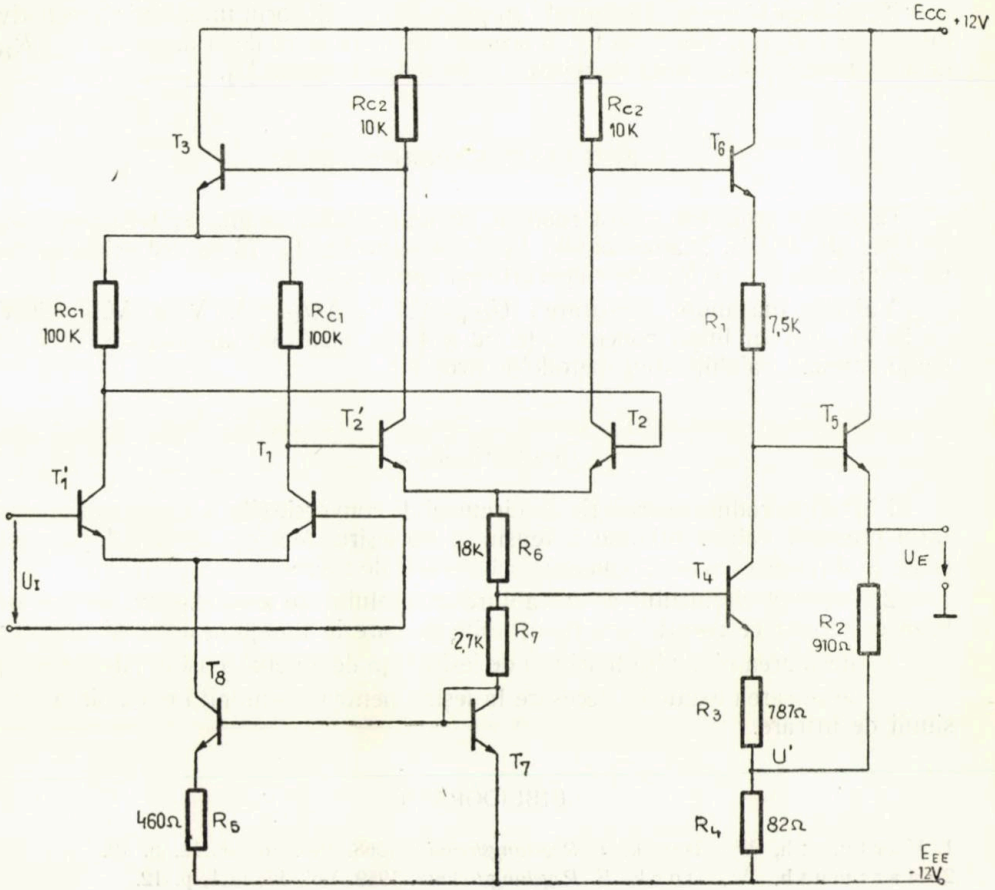


Fig. 3. Schema amplificatorului de c.c.

$=\Delta U_{C2}=5{,}9$ V şi $U_{C\gamma}=U_{C2\gamma}-U_{BE6\gamma}\cong 8{,}3$ V în funcţie de care se determină $\Delta U_E/\Delta U_C=3{,}39$ şi $R_1\cdot I_{R1\gamma}=7{,}6$ V. Adoptînd $I_{R1\gamma}=1$ mA, rezultă $R_1=7{,}5$ Kohmi.

Din relaţiile (11) şi (12) se calculează $|\delta I_{R1}|=0{,}93$ mA $<I_{R1\gamma}$.

Se alege $U'_\gamma=-11$ V şi se determină rezistenţa repetorului pe emitor $R_2=$ $=0{,}91$ Kohmi. Tensiunea U se adoptă de $-9{,}5$V (relaţia (15)).

Pe baza mărimilor stabilite şi a schemei din fig. 3., se pot calcula tensiunile şi curenţii la bornele rezistenţelor R_3 şi R_4, corespunzător situaţiei $U_E=0$; în funcţie de valorile obţinute se determină rezistenţele : $R_3=787$ ohmi şi $R_4=82$ ohmi.

Se verifică în final că, raportul $\Delta U_E/\Delta U_C=3{,}5>3{,}39$.

Sursele de curent constant au fost dimensionate conform celor prezentate în [3], rezultînd valorile indicate în schemă.

Tensiunea U poate fi asigurată în principiu cu ajutorul unui divizor rezistiv între borna E_{EE} și masă. În fig. 3 această tensiune se ia de la divizorul R_6, R_7, în scopul măririi factorului de rejecție a semnalului comun [3].

4. REZULTATE EXPERIMENTALE.

Circuitul proiectat a fost realizat cu tranzistoare planar epitaxiale cu Si, de tipul *BC* 107 B. Tranzistoarele T_1, T_1' și respectiv T_2, T_2' au fost selecționate pentru a avea U_{BE} și h_{21C} de valori cît mai apropiate.

Valorile mărimilor măsurate: $U_{C2\gamma}=9{,}1$ V, $\Delta U_{C_2}=5{,}7$ V și $\Delta U_E=20$ V (± 10 V), sînt în bună concordanță cu valorile rezultate din calcule, ceea ce demonstrează valabilitatea metodelor propuse.

5. CONCLUZII.

1. Prin introducerea reacției în circuitul de conversie (fig. 1.), apare dezavantajul creșterii valorii minime a tensiunii de ieșire. Metoda de calcul propusă asigură obținerea excursiei maxime a tensiunii de ieșire.

2. Calculul circuitului de restabilire a nivelului de zero (fig. 2), se face pe baza cerințelor ce rezultă din funcțiunile pe care le îndeplinește acest circuit :

– decalarea nivelului tensiunii de ieșire față de nivelul tensiunii de intrare ;

– asigurarea excursiei necesare la ieșire, pentru o anumită excursie a tensiunii de intrare.

BIBLIOGRAFIE

1. Hartmuth, W., Duck, F. *Regelungstechnik*, 1968, Vol. 16, nr. 12, p. 19.
2. Hartmuth, W., Duck, F. *Regelungstechnik*, 1969, Vol. 17, nr.1, p. 12.
3. Vătășescu, A. ș. a. *Circuite cu semiconductoare în industrie*. București, Editura tehnică, 1971, cap. 6
4. Korn, G., Korn, T. *Analog and Hybrid Computers*. New York, Mc Graw–Hill, 1964.

К ИССЛЕДОВАНИЮ УСИЛИТЕЛЯ ПОСТОЯННОГО ТОКА

(РЕЗЮМЕ)

В работе представлены оригинальные методы расчёта для двух линейных цепей специфичным усилителям постоянного тока : цепь конверсии дифференциального сигнала в несимметричном сигнале и цепь дозарядки нулевого уровня на выходе.

Предложенные методы ведут к снижению недостатков, характерных каждому виду цепи.

CU PRIVIRE LA CALCULUL AMPLIFICATORULUI DE CURENT CONTINUU

REZUMAT

În lucrare se prezintă metode de calcul originale, pentru două circuite liniare specifice amplificatoarelor de c.c. : circuitul de conversie a semnalului diferențial în semnal nesimetric și circuitul de restabilire a nivelului de zero la ieșire.

Metodele propuse asigură reducerea la minim a dezavantajelor caracteristice fiecărui tip de circuit.

SUR LE CALCUL DES AMPLIFICATEURS DE COURANT CONTINUU

RÉSUMÉ

Dans ce travail on présente une méthode de calcul originale pour dieux circuits linéaires spécifiques aux amplificateurs de courant continue : le circuit de conversion du signal différenciel en signal insymétrique et le circuit de rétablissement du niveau de zéro à la sortie.

Les méthodes proposées assûrent la réduction au minime des désavantages caractéristiques à chaqun type de ces circuits.

Buletinul ştiinţific şi tehnic al I.P.T.
Seria Electrotehnică
Tom. 18 (32), Fasc. 1/1973

SUBPROGRAME PENTRU SIMULAREA ÎN FORTRAN A STRUCTURILOR LOGICE PE CALCULATORUL FELIX C-256*

DE

I. JURCA

1. INTRODUCERE

Pentru simularea cu ajutorul calculatoarelor a structurilor de diverse tipuri, în speţă a structurilor logice, au fost dezvoltate o serie de limbaje de programare specializate. Folosirea unor astfel de limbaje în scrierea programelor de simulare simplifică operaţiile de programare, dar este limitată de faptul că există multe calculatoare care nu dispun de compilatoare pentru ele, datorită ariei mai reduse de răspîndire a limbajelor specializate. În aceste condiţii, aşa cum se arată în lucrările [1] şi [2], prezintă interes folosirea ca limbaj de simulare a limbajului FORTRAN, larg răspîndit.

În versiunea de bază, limbajul FORTRAN nu permite însă să se opereze direct asupra unei cifre binare dintr-un registru, cerinţă esenţială în simularea structurilor logice. Lucrarea de faţă îşi propune să dezvolte cîteva subprograme, scrise tot în FORTRAN, cu ajutorul cărora în programele de simulare care folosesc limbajul FORTRAN în forma sa disponibilă la calculatorul FELIX C-256 să fie uşor accesibil controlul la nivel de cifră binară.

2. CONSIDERAŢIILE CARE AU STAT LA BAZA ÎNTOCMIRII SUBPROGRAMELOR

În limbajul FORTRAN, cea mai redusă configuraţie cu care se poate opera este cuvîntul de calculator, format în cazul calculatorului FELIX C-256 din 32 cifre binare. Cînd un cuvînt de calculator reprezintă un număr întreg, el conţine chiar echivalentul binar al numărului.

Prin simulare, fiecărui element (registru, decodificator, etc.) al structurii simulate i se atribuie unul sau mai multe cuvinte de calculator, conţinutul acestora la un moment dat fiind codificarea stării elementului în momentul respectiv.

Ţinînd cont de modul de reprezentare al numerelor întregi. considerate ca valori la un moment dat ale unor variabile de tip întreg, rezultă că pentru a

*) Primită la redacţie la data de 1 XII 1972)

urmări ușor modificările stărilor elementelor simulate, variabilele din programul de simulare prin care se indentifică aceste elemente trebuie să fie de tip întreg.

Pe de altă parte, dintre cele două tipuri de subprograme existente în FORTRAN: funcții și subrutine, subprogramele funcții au o utilizare mai directă și mai simplă în cazul cînd ele intervin în expresii aritmetice sau logice. Deoarece în cadrul lucrării se are în vedere scrierea unor subprograme pentru efectuarea unor operații logice asupra cifrelor binare ale unui registru sau între cifrele binare a două registre, există o singură valoare care se transmite programului principal: rezultatul operației, ceea ce permite folosirea tipului de subprograme funcții. Numele acestor funcții trebuie să corespundă, conform cu considerațiile de mai sus, unor variabile de timp întreg.

Trebuie scos în evidență înainte de a trece la întocmirea subprogramelor și următorul aspect: dacă numărul de poziții binare necesare reprezentării stării unui element simulat este mai mic decît lungimea cuvîntului de calculator, se face convenția că starea elementului va fi reprezentată de cifrele cele mai puțin semnificative ale cuvîntului de calculator rezervat pentru el.

3. SUBPROGRAMELE PROPUSE

În acest paragraf vor fi prezentate raționamentele după care au fost alcătuite subprogramele în funcție de rolul fiecărui subprogram, precum și instrucțiile FORTRAN care le compun.

A fost scris mai întîi un subprogram funcție, numit IEXTR, care permite extragerea conținutului unei zone cu un număr oarecare de cifre binare dintr-un cuvînt de calculator, apoi cu ajutorul acestui subprogram s-au întocmit celelalte: pentru efectuarea operațiilor logice SI, SAU și SAU EXCLUSIV între cifrele binare a două registre, numite respectiv IAND, IOR și MOD2, precum și pentru complementarea față de 2 a conținutului unui registru, ICOMPL2.

3.1. Subprogramul IEXTR

În algoritmul propus pentru subprogramul IEXTR se utilizează faptul că, unei deplasări cu un rang binar spre dreapta îi corespunde în FORTRAN împărțirea unui număr întreg cu 2, iar unei deplasări cu un rang binar spre stînga îi corespunde înmulțirea unui număr întreg cu 2.

Pentru prezentarea algoritmului, se consideră că elementul simulat A are starea reprezentată prin conținutul ultimelor N poziții binare ale cuvîntului de calculator rezervat lui prin simulare, pozițiile fiind numerotate conform fig. 1. Se pune problema extragerii conținutului zonei de la poziția PI pînă la poziția PF inclusiv (o astfel de situație apare, de exemplu, la extragerea codului operației dintr-un cuvînt instrucție).

Etapele prin care se realizează extragerea sînt următoarele:

1. Se memorează la o adresă de lucru B, conținutul cuvîntului A.

2. Se deplasează conținutul adresei de lucru cu $N-PI$ poziții spre dreapta, notînd rezultatul cu B'. Prin această deplasare cifrele mai puțin semnificative, de la cea de pe poziția PI inclusiv se pierd.

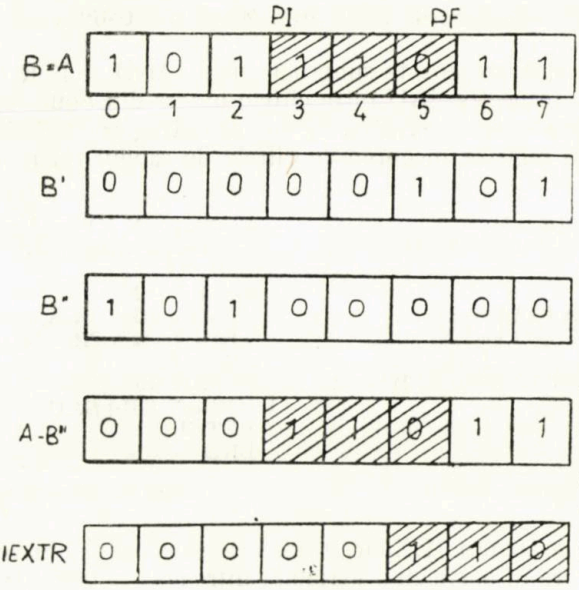


Fig. 1 Algoritmul pentru extragerea unei zone dintr-o configuraţie binară

3. Se deplasează spre stînga B' cu $N-PI$ poziţii. În rangurile cele mai puţin semnificative se introduc astfel zerouri. Rezultatul deplasării se notează cu B''.

4. Se efectuează $A-B''$.

5. Se deplasează rezultatul scăderii precedente cu $N-PF-1$ poziţii spre dreapta şi ceea ce se obţine reprezintă tocmai zona care trebuie extrasă şi care va fi notată cu IEXTR.

Rezultatul, IEXTR, va fi memorat pe ultimele $PF-PI$ poziţii binare ale cuvîntului de calculator cu adresa simbolică IEXTR.

```
      FUNCTION IEXTR(A,PI,PF,N)
      INTEGER A,PI,PF,B
      B=A
      K=N—PI
      DO 1 I=1,K
    1 B=B/2
      DO 2 I=1,K
    2 B=B*2
      IEXTRA=A—B
      J=N—PF—1
      IF(EQ.O)GO TO 5
      DO 3 I=1,J
    3 IEXTR=IEXTR/2
    5 RETURN
      END
```

Fig. 2 Subprogramul IEXTR.

Instrucţiile FORTRAN care alcătuiesc subprogramul sînt redate în fig. 2. Se observă că subprogramul este de tip funcţie şi are ca parametri formali A, PI, PF, N.

3.2. Subprogramele IAND, IOR, MOD2 și ICOMPL2.

În fig. 3 și 4 sînt prezentate subprogramele IAND și IOR care realizează funcțiile logice SI, respectiv SAU între cifrele binare din două registre, *A* și *B*. Cele două subprograme se construiesc astfel : se extrag pe rînd cifrele de același rang din cele două registre începînd cu cifrele de rangul cel mai semnificativ,

```
      FUNCTION IAND(A,B,N)
      INTEGER A,B,TEMP1,TEMP2,SI
      IAND=O
      DO 1 I=1,N
      TEMP1=IEXTR(A,I—1,I—1,N)
      TEMP2=IEXTR(B,1—1,I—1,N)
      SI=O
      IF(TEMP1.EQ.1.AND.TEMP2.EQ.1) SI=1
    1 IAND=2*IAND+SI
      RETURN
      END
```

Fig. 3 Subprogramul IAND.

```
      FUNCTION IOR(A,B,N)
      INTEGER A,B,TEMP1,TEMP2,SAU
      IOR=O
      DO 1 I=1,N
      TEMP1=IEXTR(A,I—1,I—1,N)
      TEMP2=IEXTR(B,I—1,I—1,N)
      SAU=O
      IF(TEMP1.EQ.1.OR.TEMP2.EQ.1)SAU=1
    1 IOR=2*IOR+SAU
      RETURN
      END
```

Fig. 4. Subprogramul IOR.

cu ajutorul subprogramului IEXTR. Între cele două cifre binare extrase, considerate acum fiecare în parte cu o variabilă întreagă, se efectuează cu ajutorul operatorilor logici FORTRAN, funcția SI, respectiv SAU, atribuind valoarea „1" unei variabile auxiliare cînd funcția are valoarea „adevărat" (altfel variabila auxiliară are valoarea „0"). Se deplasează apoi cu o poziție spre stînga vechea valoare a subprogramului funcție și se adună la ea valoarea momentană a variabilei auxiliare.

```
      FUNCTION MOD2(A,B,N)
      INTEGER A,B,TEMP1,TEMP2
      MOD2=O
      DO 1 I=1,N
      TEMP1=IEXTR(A,I—1,I—1,N)
      TEMP2=IEXTR(B,I—1,I—1,N)
      INT=O
      IF(TEMP1.EQ.O.AND.TEMP2.EQ.1.OR.
    1 TEMP1.EQ.1.AND.TEMP2.EQ.O.)INT=1
    1 MOD2=MOD2*2+INT
      RETURN
      END
```

Fig. 5 Subprogramul MOD2.

```
      RETURN
      END
      FUNCTION ICOMPL2(A,N)
      INTERGER A,B
      B=IEXTR(A,O,O,N)
      IF(B.EQ.O) GO TO 2
      ICOMPL2=1
      N1=N—1
      DO 1 I=1,N1
      B=IEXTR(A,I,I,N)
      IF(B.EQ.1) ICOMPL2=ICOMPL2*2
    1 CONTINUE
      IF(B.EQ.O) ICOMPL2=ICOMPL2*2+1
      ICOMPL2=ICOMPL2+1
      RETURN
    2 ICOMPL2=A
```

Fig. 6 Subprogramul ICOMPL2.

Urmînd același raționament s-a construit subprogramul MOD 2 pentru funcția SAU EXCLUSIV, prezentat în fig. 5.

Pentru realizarea complementării față de 2 se folosește subprogramul ICOMPL2 prezentat în fig. 6.

4. APLICAȚIE

Subprogramele propuse au fost folosite în programul de simulare a secvențelor de aducere, indirectare și indexare a instrucțiilor la calculatorul FELIX C–256 [3], [4]. Programul descrie toate operațiile care au loc din momentul cererii de acces la memorie pentru citirea cuvîntului instrucție, pînă în momentul cînd se poate trece la execuția instrucției citite imprimînd, la fiecare fază a orologiului unității centrale a calculatorului, conținutul tuturor registrelor care intervin în această secvență. Fazele parcurse diferă în funcție de modul de adresare folosit în instrucție.

Se reamintește, după [4], rolul registrelor cu care se lucrează. Registrul P, format din 17 poziții binare numerotate $P14 - P30$ păstrează adresa cuvîntului instrucție care urmează să fie citit. Conținutul său trebuie să fie întotdeauna un multiplu de 4, fiecare instrucție avînd lungimea de 32 cifre binare, adică 4 octeți, memoria calculatorului fiind organizată pe octeți. Registrul S este registrul de adresă al memoriei și are 18 poziții binare, $S14 - S31$; conținutul său este un multiplu de 2. Informația citită din memorie este preluată de registrul M cu 18 poziții binare : $M14 - M31$. Registrul principal al operatorului binar[1] al calculatorului este registrul A tot cu 18 poziții. Registrele I și D servesc pentru memorarea unor zone din cuvîntul instrucție, iar J este registrul de adresă al registrelor generale.

Compilatorul FORTRAN existent la calculatorul FELIX C-256 permite citirea de pe cartele, respectiv tipărirea la imprimantă, în cod hexazecimal, ceea ce ușurează foarte mult urmărirea unei configurații binare, fiecare cifră hexazecimală fiind echivalentă cu 4 cifre binare.

După ce a fost scris programul de simulare, s-a ales ca informație de intrare un program de test. Acesta reprezintă o succesiune de 5 instrucții, cu moduri de adresare diferite : 1) directă bazată (registru de bază : 14), 2) directă nebazată, 3) indirectă nebazată, 4) indexată bazată și 5) indirectă indexată nebazată.

Trebuie menționate următoarele aspecte : în calculator, atît numerotarea registrelor generale, cît și a adreselor relative din zona programului începe de la zero. În cadrul simulării, registrele generale și zona program sînt reprezentate ca tablouri unidimensionale, elementele acestor tablouri avînd indici care încep de la 1. Din acest motiv în toate locurile din program unde este nevoie de selecția unui registru general sau a unei adrese de memorie s-a adăugat 1 la conținutul registrelor J, respectiv S.

Datorită faptului că memoria calculatorului FELIX C-256 este organizată pe octeți, în cadrul simulării a fost nevoie ca pentru fiecare octet să se rezerve un cuvînt de 32 cifre binare (4 octeți).

Faza H10 a generatorului de faze neintervenind la citirea cuvîntului instrucție, a fost folosită în programul de simulare pentru imprimarea unui mesaj.

Punerea pe 1 a unei cifre binare oarecare dintr-un registru este realizată cu ajutorul unei măști, adică o configurație binară care în acest caz are o singură

[1]) „Operator binar" este denumirea dată sumatorului și circuitelor logice aferente la calculatorul FELIX C–256.

cifră de 1, în dreptul cifrei binare care trebuie pusă pe 1 și a funcției IOR între registru și mască. Punerea pe 0 a unei cifre binare se face cu o mască prevăzută cu un 0 în dreptul cifrei și cu 1 în rest și a funcției IAND între registru și mască. În ambele cazuri masca trebuie să aibă aceeași lungime ca și registrul.

5. CONCLUZII

Subprogramele prezentate în lucrare rezolvă problema accesului la nivel de cifră binară cu ajutorul unui limbaj algoritmic larg răspîndit, limbajul FORTRAN, ceea ce face mai ușoară folosirea sa ca limbaj de simulare.

Utilizarea unor subprograme pentru efectuarea funcțiilor logice între cifrele binare a două registre contribuie la o reducere a lungimii programului de simulare, care la programe complexe poate fi esențială, iar faptul că subprogramele sînt de tip funcție permite o exprimare foarte apropiată de forma uzuală a ecuațiilor logice care descriu funcționarea structurii simulate.

BIBLIOGRAFIE

1. C h u, Y.: *Introduction to Computer Organization*, New Jersey, SUA, Prentice-Hall, Inc. 1970
2. C h u, Y.: *Digital Simulation of Continuous Systems*, New-York, SUA, Mc Graw-Hill, 1968.
3. * * * *IRIS-50. Unite Centrale. Manuel de fonctionnement*, tome 1 Compagnie internationale pour l'informatique, Paris, Franța.
4. * * * *IRIS-50. ORDINATEUR. Manuel de'utilisation*. Compagnie internationale pou l'informatique, Paris, Franța.

ПОДПРОГРАММЫ ДЛЯ СИМУЛИРОВАНИЯ НА ФОРТРАНЕ ЛОГИЧНЫХ СХЕМ НА ВЫЧИСЛИТЕЛЬНОЙ МАШИНЕ FELIX C-256

(РЕЗЮМЕ)

В работе представлена система подпрограмм функций ФОРТРАН для логичных операций между битами двух регистров. Данные подпрограммы необходимы для симулирования логичных схем. Развита, в первую очередь подпрограмма, делающая возможным извлечение некоторой зоны из содержания одного регистра, затем подпрограммы для зависимостей И, ИЛИ и ИСКЛЮЧИТЕЛЬНЫЙ или между двумя регистрами и для дополнения от 2а одного регистра.

В заключении даются результаты симулирования выборки команды на вычислителе FELIX C-256.

SUBPROGRAMS FOR THE SIMULATION WITH FORTRAN LANGUAGE OF THE LOGIC NETWORKS ON THE FELIX C–256 COMPUTER

SUMMARY

In the paper is presented a system of FORTRAN functions subprograms for logic operations between the bits of two registers. These subprograms are needed in the simulation of the logic networks. First a subprogram wich make possible the extraction of an area from the content of a register, then the subprograms for the AND, OR and EXCLUSIVE–OR functions between two registers and for the 2's complement of a register are developed.

Finnaly, the results in simulation of the fetch sequence in the FELIX C–256 computer are presented.

Buletinul ştiinţific şi tehnic al I.P.T.
Seria Electrotehnică
Tom. 18 (32), Fasc. 1/1973

CONSIDERAŢII PRIVIND INFLUENŢA GRADULUI DE ACORDARE AL BOBINEI DE STINGERE ASUPRA CURENTULUI DE PUNERE LA PĂMÎNT ŞI ASUPRA TENSIUNII DE RESTABILIRE LA LOCUL DEFECT*

DE

V. TIGĂNILĂ, P. GHEJU

1. INTRODUCERE

Experienţa de exploatare a reţelelor de medie tensiune arată că majoritatea avariilor care apar la liniile şi utilajele electrice din aceste reţele constau în defectarea izolaţiei faţă de pămînt. Datele statistice ale I.R.E. Timişoara, prezentate în tabelul 1 confirmă acest lucru.

Tabelul 1

Anul	Total defecte	Puneri la pămînt monofazate	Scurtcircuite bifazate cu sau fără punere la pămînt	Scurtcircuite trifazate cu sau fără punere punere la pămînt
	%	%	%	%
1970	100	65—80	5—25	3—7
1971	100	68—81	4—22	2—5

Pentru preîntîmpinarea unor defecte ulterioare, care pot lua naştere din simple puneri la pămînt trecătoare, este necesară lichidarea cît mai rapidă a acestora. Una din soluţiile de rezolvare a acestei probleme este legarea neutrului reţelei la pămînt prin intermediul unei bobine de stingere, astfel acordată încît la o punere la pămînt curentul inductiv să fie egal cu curentul capacitiv al reţelei, iar curentul de trecere prin locul defect să fie cît mai mic posibil.

2. INFLUENŢA GRADULUI DE ACORDARE AL BOBINEI DE STINGERE ASUPRA CURENTULUI DE PUNERE LA PĂMÎNT

În vederea suprimării cît mai rapide a arcului electric de punere la pămînt şi a reducerii influenţelor asupra circuitelor de telecomunicaţii se impune o

*) Primită la redacţie la data de 1 XII. 1972

acordare la rezonanţă a bobinei de stingere. Gradul de acordare al bobinei are o mare influenţă asupra valorii curentului rezultant de la locul defectului În reţele majoritatea punerilor la pămînt sînt cauzate de supratensiuni atmosferice. Ca urmare a acestor supratensiuni, izolaţia unei faze este străpunsă şi faza ajunge la pămînt, după care datorită curentului de însoţire de frecvenţă industrială poate apare un arc electric. Dacă curentul rezultant la locul defectului este mare, arcul electric poate atinge lungimi şi durate considerabile, provocînd duble puneri la pămînt sau topirea conductorului fazei defecte.

Pentru studiul influenţei gradului de dazacordare al bobinei asupra curentului de punere la pămînt s-au efectuat încercări în două reţele, aparţinînd I.R.E. Timişoara:

– reţeaua nr. 1 cu tensiunea de 15 kV, avînd linii aeriene în lungime de circa 760 km şi circa 5 Km de cablu, care reprezintă ieşirile din staţii;

– reţeaua nr. 2 cu tensiunea de 10 kV, avînd linii în cablu în lungime de circa 80 km.

Ambele reţele conţin atît bucle, cît şi linii radiale.

Curenţii capacitivi măsuraţi prin punere metalică la pămînt au fost de 49 A pentru reţeaua nr. 1 şi 89 A pentru reţeaua nr. 2.

În reţeaua nr. 1 s-a provocat arc electric prin intermediul unei liţe la diverse distanţe ale conductorului faţă de pămînt (micşorînd artificial distanţa dintre conductor şi pămînt). Prin filmare cu viteză mărită (64 cadre pe secundă) s-a constatat că la funcţionarea cu neutrul reţelei izolat, arcul de punere la pămînt s-a întins pînă la 0,78 m într-un interval de 0,8 secunde. La funcţionarea cu neutrul tratat, cu o supracompensare corespunzătoare unui grad de dezacord de 30 % arcul a atins o lungime de 0,33 m în timp de 1,3 secunde, iar în cazul acordării bobinei de stingere la rezonanţă lungimea arcului nu a depăşit 0,18 m şi s-a stins în 0,05 secunde.

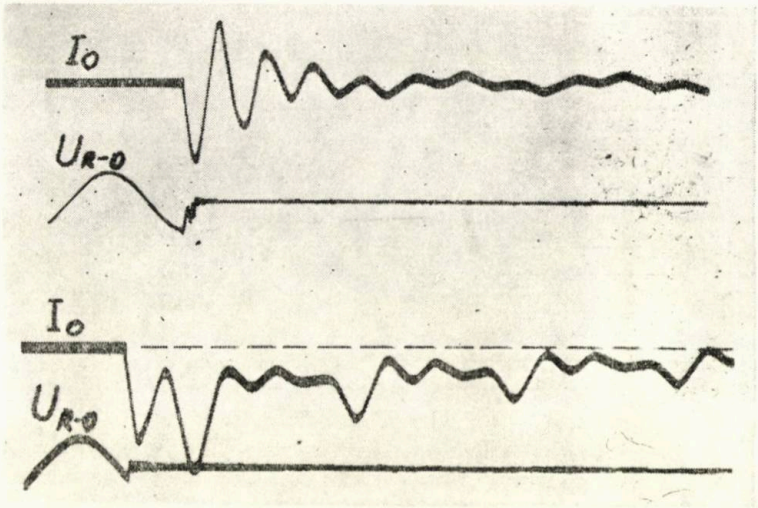
Curentul rezidual la locul defectului, conţine pe lîngă fundamentală şi armonici superioare. Acestea sînt determinate de armonicile existente în tensiunile electromotoare ale generatoarelor (care nu depăşesc de obicei 5 % din fundamentală), de saturaţia miezurilor transformatoarelor care de obicei introduc armonici de ordinul 5, cu o pondere importantă, uneori putînd atinge valori de 50 % din fundamentală şi sarcinile nesimetrice ale dispozitivelor de redresare sau ale instalaţiilor care utilizează arcul electric (ordinul armonicilor corespunzătoare de obicei este 11 şi 13). Toate aceste armonici au o contribuţie importantă în curentul de punere la pămînt pe întreaga perioadă de punere la pămînt.

În afara acestor armonici, în curentul de punere la pămînt în momentul punerii unei faze la pămînt pot să apară şi armonici de ordinul pînă la 19, datorită descărcării capacităţilor reţelei peste inductivităţile datorate transformatoarelor şi liniilor. Aceste armonici se amortizează rapid, timpul de amortizare depinzînd de valorile rezistenţei, capacităţii şi inductivităţii reţelei [1].

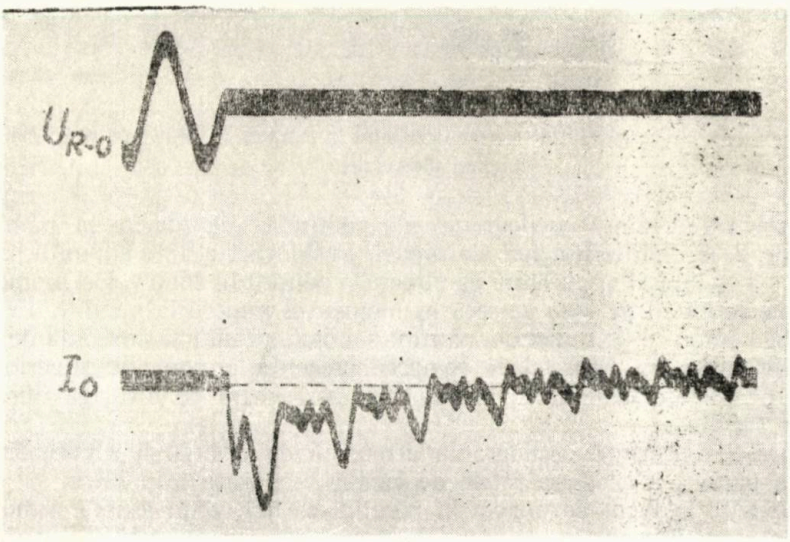
În regim staţionar, la o supracompensare de 45 % a reţelei nr. 1 valoarea efectivă măsurată a curentului rezidual a fost 28,7 A, din care valoarea efectivă a fundamentalei a fost 21,8 A cu o componentă reactivă de 21, 5 A şi o componentă activă de 3,2 A. La o supracompensare de 10,7 %, valoarea efectivă măsurată a curentului rezidual a fost de 25,4 A, din care valoarea efectivă a

fundamentalei a fost de 19,4 A cu o componentă reactivă de 19,1 A și o componentă activă de 2,6 A. La o subcompensare de 16,9% valoarea efectivă măsurată a curentului rezidual a fost de 26,2 A, din care valoarea efectivă a fundamentalei a fost de 20 A, cu o componentă reactivă de 19,8 A și o componentă activă de 2,15 A.

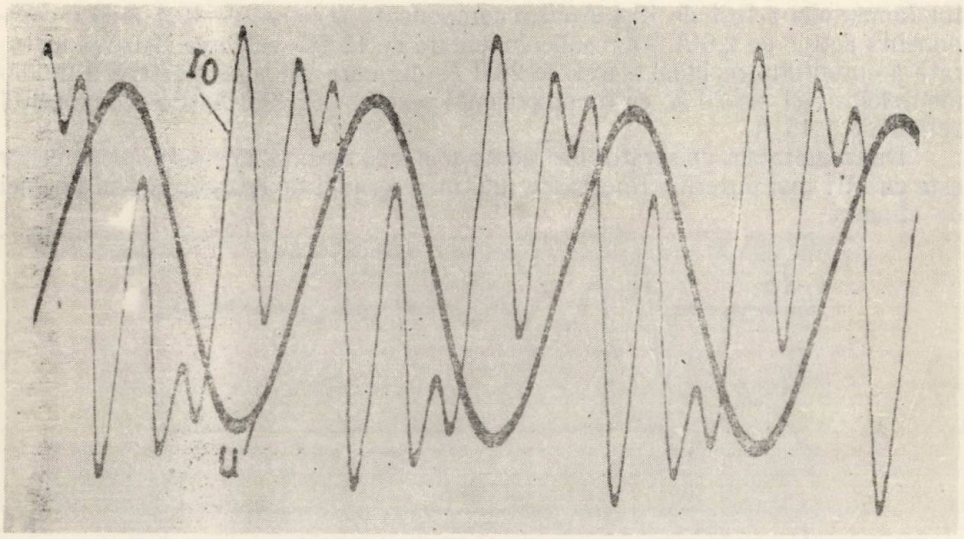
Din rezultatele măsurătorilor redate mai sus, rezultă că efectul armonicilor este cu atît mai puternic cu cît este mai mare gradul de dezacordare al bobinei de stingere.



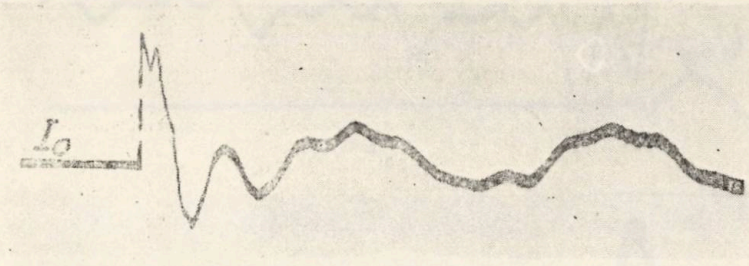
a



b



c



d

Fig. 1 Oscilograme ale curentului de punere la pământ în rețeaua de cabluri de 10 kV, la diferite lungimi ale rețelei.

Figura 1 reprezintă oscilograme ale curenților de punere la pământ în rețeaua nr. 2, la diferite lungimi ale rețelei. În figura 1 a, la o anumită lungime a rețelei, s-a oscilografiat curentul de punere la pământ la două valori momentane diferite ale tensiunii pe faza defectă în momentul punerii la pământ. În figura 1 c pe lîngă curentul de punere la pământ s-a oscilografiat și sinusoida de 50Hz. În oscilogramele din figura 1 se remarcă prezența armonicilor superioare în curentul de punere la pământ, armonici ce se mențin pe întreaga durată de ardere a arcului.

Figura 2 reprezintă oscilograma armonicii de ordinul 5 a curentului de punere la pământ a aceleiași rețele de cabluri, separată prin filtru.

Rezistența la locul de punere la pământ are influență asupra armonicilor din curentul de punere la pământ. Pentru a observa această influență s-au făcut măsurători cu un osciloscop catodic în rețeaua nr. 1, la o punere la pământ

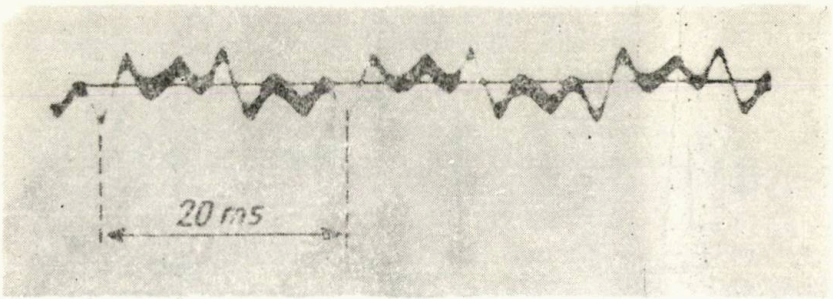


Fig. 2. Oscilograma armonicii de ordinul 5 a curentului de punere la pămînt din rețeaua de cabluri de 10 kV.

printr-o rezistență de 2,5 kΩ. Curentul rezidual a fost practic sinusoidal pe cînd în cazul punerii la pămînt directe conținea armonici pînă la ordinul 11.

La acordul la rezonanță curentul rezidual trece prin zero odată cu tensiunea fazei defecte, ceea ce duce la stingerea ușoară a arcului.

3. INFLUENȚA GRADULUI DE ACORDARE AL BOBINEI DE STINGERE ASUPRA TENSIUNII DE RESTABILIRE LA LOCUL DEFECT

După stingerea arcului tensiunile pe faza defectă și pe fazele neavariate se restabilesc prin oscilații. Gradul de acordare al bobinei de stingere are influență atît asupra modului de restabilire a acestor tensiuni cît și a timpului de restabilire [2], [3]. Deoarece curentul de punere la pămînt are valori relativ mici se poate considera că în perioada punerii la pămînt, tensiunea sursei se păstrează practic constantă. Dacă se neglijează reactanța inductivă a transformatoarelor și liniilor, precum și rezistența acestora față de reactanța capacitivă a rețelei, atunci, așa după cum se arată în [2], schema cu care se poate studia cu suficientă aproximație modul de variație al tensiunii de restabilire a fazei defecte din rețeaua trifazată reprezentată în figura 3, este indicată în figura 4. Se notează :

$$C = C_1 + C_2 + C_3 ; \quad R = \frac{r_0 r}{3r_0 + r}$$

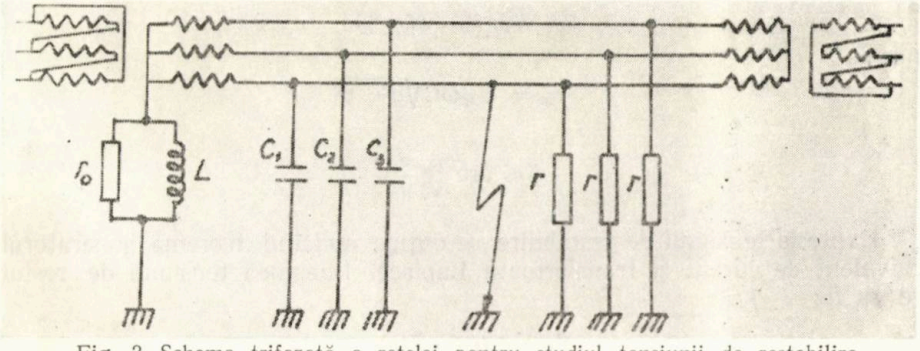


Fig. 3. Schema trifazată a rețelei pentru studiul tensiunii de restabilire.

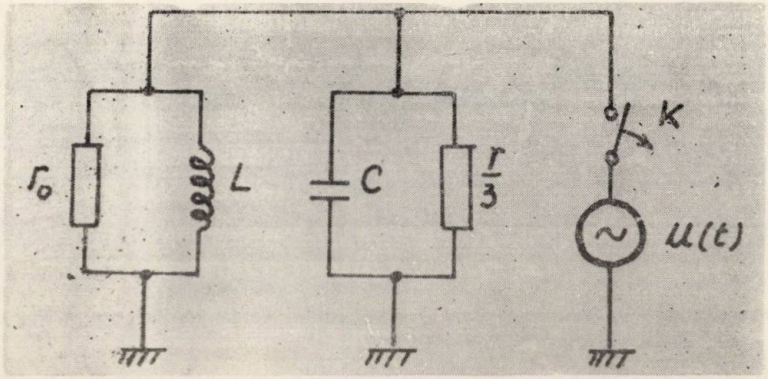


Fig. 4. Schema echivalentă a reţelei pentru studiul tensiunii de restabilire.

Tensiunea de restabilire pe faza defectă este tensiunea ce se stabileşte la bornele întrerupătorului K, după deschiderea acestuia. Curentul de punere la pământ în regim stabilizat se poate exprima în complex sub forma:

$$\overline{I} = \overline{U}\omega C(d+jv) \tag{1}$$

unde:

$\overline{U}$ este tensiunea de fază a sursei de alimentare;

$d = \frac{1}{\omega RC}$, coeficient de amortizare al reţelei;

$v = 1-k$, gradul de dezacordare al bobinei de stingere;

$k = \frac{1}{\omega^2 LC}$, gradul de acordare al bobinei de stingere;

Dacă curentul de punere la pământ se exprimă sub forma:

$$i = I_M \sin \omega t \tag{2}$$

atunci tensiunea sursei de alimentare se poate exprima sub forma:

$$u = U_M \sin(\omega t - \psi) \tag{3}$$

unde:

$$I_M = U_M \omega C \sqrt{d^2+v^2}$$

$$\psi = \text{arc tg} \frac{v}{d}.$$

Expresia tensiunii de restabilire se obţine aplicînd teorema generatorului echivalent de curent şi transformata Laplace. Imaginea tensiunii de restabilire va fi:

$$u'(p) = i(p) \cdot Z(p) \tag{4}$$

unde $i(p)$ este imaginea curentului, iar $Z(p)$ impedanța operațională. Expresia curentului de punere la pământ s-a scris în așa fel ca originea timpului ($t=0$) să coincidă cu trecerea prin zero a acestui curent.

În aceste condiții:

$$i(p) = U_M \omega C \sqrt{d^2+v^2} \frac{\omega}{p^2+\omega^2} \tag{5}$$

$$Z(p) = \frac{p}{C} \cdot \frac{1}{p^2 + \frac{1}{RC} p + \frac{1}{LC}} = \frac{p}{C} \cdot \frac{1}{p^2 + \omega d p + \omega^2 k} \tag{6}$$

și deci:

$$u'(p) = \omega^2 U_M \sqrt{d^2+v^2} \frac{p}{(p^2+\omega^2)(p^2+\omega d p+\omega^2 k)}. \tag{7}$$

Funcția original a funcției $u'(p)$, este:

$$u'(t) = U_M \sin(\omega t - \psi) - U_M \frac{2\sqrt{k}}{\sqrt{4k-d^2}} \cdot e^{\frac{-\omega d}{2} t} \cdot \sin\left(\frac{\omega t}{2}\sqrt{4k-d^2} - \psi_1\right) \tag{8}$$

unde:

$$\psi_1 = \operatorname{arc\,tg} \frac{v\sqrt{4k-d^2}}{d(1+k)}.$$

Înfășurătoarea tensiunii de restabilire este dată de expresia:

$$|u_t| = U_M \sqrt{1 - \frac{4\sqrt{k}}{\sqrt{4k-d^2}} \cdot e^{-\frac{\omega d}{2} t} \cdot \cos\left[\left(\frac{\omega}{2} \cdot \sqrt{4k-d^2} - \omega\right) t + \psi - \psi_1\right] + \frac{4k}{4k-d^2}} \cdot e^{-\omega d t}. \tag{9}$$

Dacă se admite că $d^2 \gg 4k$ și ținînd seama că pentru $k=0{,}64\ldots1{,}44$ rezultă $\frac{2\sqrt{k}}{1+k} = 0{,}975\ldots0{,}983$, se poate admite că pentru aceste valori ale lui k există cu aproximație egalitatea $\psi=\psi_1$. Cu aceste aproximații expresia înfășurătorii este aceeași ca și cea dedusă în [2]. Egalitatea $\psi=\psi_1$ este respectată riguros numai la rezonanță ($k=1$, $v=0$) cînd:

$$u_t = U_M(1 - e^{-\frac{\omega d}{2} t}) \tag{10}$$

în ipoteza neglijării lui d^2 față de $4k$. Această relație arată că la rezonanță, creșterea tensiunii de restabilire se face lent, fără oscilații.

Oscilograma din figura 5 redă modul de restabilire a tensiunilor pe faza defectă și pe fazele neavariate în rețeaua nr. 1, la un grad de acordare $k=1{,}15$. Oscilograma din figura 6 reprezintă modul de restabilire a tensiunii pe faza defectă a aceleași rețele, în care însă bobina a fost acordată aproape la rezonanță ($k=1{,}03$).

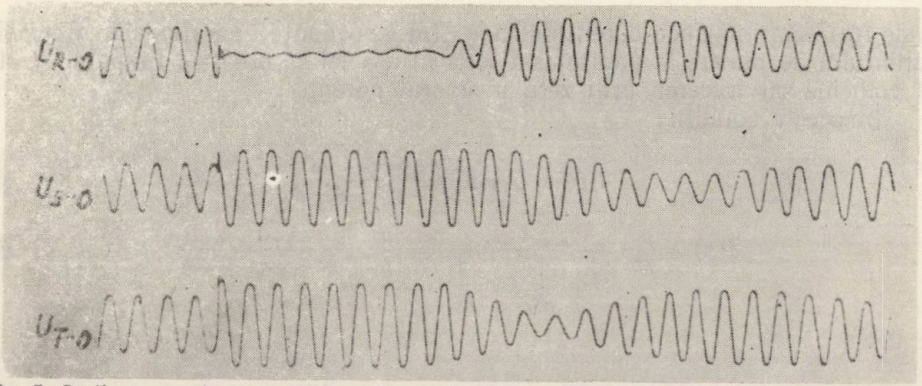


Fig. 5. Oscilograme ale tensiunilor pe faza defectă şi pe fazele neavariate în reţeaua aeriană de 15 kV, la un grad de acordare $k=1{,}15$.

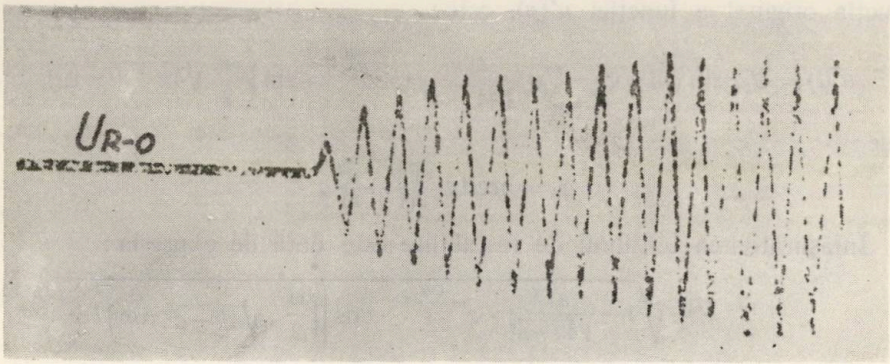


Fig. 6. Oscilogramă a tensiunii de restabilire pe faza defectă în reţeaua aeriană de 15 kV, la un grad de acordare $k=1{,}03$.

În ipotezele mai sus admise, timpul de restabilire a tensiunii [2] este dat de relaţia:

$$\tau = 0{,}64 \cdot 10^{-2} \frac{d \mp 4(1-\sqrt{k})}{d^2+8(1-\sqrt{k})^2} \; [s] \qquad (11)$$

unde semnul + se referă la subcompensaţie, iar semnul − la subpracompensaţie.

Încercările experimentale efectuate pentru determinarea timpului de restabilire în reţeaua aeriană nr. 1, cu un coeficient de amortizare $d=0{,}045$, au arătat că există abateri între timpii de restabilire determinaţi experimental şi cei calculaţi cu relaţia de mai sus, abateri ce rezultă din tabelul 2.

Aceste diferenţe se explică prin simplificările făcute la deducerea relaţiei 11, pentru calculul timpului de restabilire şi prin neluarea în considerare a tensiunii de nesimetrie în regim normal de funcţionare. Încercările experimentale au arătat totuşi că timpul de restabilire a tensiunii pe faza defectă este cu atît mai mare cu cît gradul de acordare al bobinei de stingere este mai apropiat de unitate, adică cu cît bobina se acordează mai apropiat de rezonanţă.

Tabelul 2

k	$\tau[s]$ calculat	$\tau[s]$ măsurat
0,77	$2,82 \cdot 10^{-2}$	$3,2 \cdot 10^{-2}$
0,86	$4,84 \cdot 10^{-2}$	$5,7 \cdot 10^{-2}$
0,91	$7,740 \cdot 10^{-2}$	$8,6 \cdot 10^{-2}$
1,10	$7,12 \cdot 10^{-2}$	$7,92 \cdot 10^{-2}$
1,18	$4,12 \cdot 10^{-2}$	$4,6 \cdot 10^{-2}$
1,30	$2,440 \cdot 10^{-2}$	$2,9 \cdot 10^{-2}$

4. CONCLUZII

Acordarea la rezonanță a bobinei de stingere duce la stingerea rapidă a arcului de punere la pămînt. În rețele care conțin armonici superioare în curentul de punere la pămînt, ponderea acestora în valoarea curentului de punere la pămînt este cu atît mai mare cu cît gradul de dezacord al bobinei este mai mare. O acordare la rezonanță a bobinei de stingere duce de asemenea la restabilirea lentă, fără creșteri bruște a tensiunilor pe faza defectă și pe fazele neavariate ale rețelei, ceea ce creează condiții optime de restabilire a condițiilor de izolație la locul defect.

BIBLIOGRAFIE

1. F. A. Lihacev — Zamîkania na zemliu v setiah s izolirovannoi neitraliu i s kompensației iomcostnîi tokov, Energia, Moskva, 1971.
2. F. A. Lihacev — Vosstanovlenie napriajenia na povrejdennoi faze posle gașenia zazemleaiușcei dughi, Electriceskie stanții, 1960, nr. 8.
3. N. Radu — Cercetări privind influența acordului bobinei de stingere asupra tensiunii de restabilire pe faza care a prezentat o punere la pămînt, Energetica, 1965, nr. 1

СООБРАЖЕНИЯ О ВЛИЯНИИ СТЕПЕНИ НАСТРОЙКИ ДУГОГАСЯЩЕЙ КАТУШКИ НА ТОК ЗАМЫКАНИЯ НА ЗЕМЛЮ И НА ВОССТАНАВЛИВАЮЩЕЕСЯ НАПРЯЖЕНИЕ В МЕСТЕ ПОВРЕЖДЕНИЯ

РЕЗЮМЕ

В работе выявляется влияние степени настройки дугогасящей катушки на ток замыкания на землю и на его содержание гармоник.

Используя преобразование Лапласа, определяется выражение восстанавливающегося напряжения на поврежденной фазе и даются изме-

рительные значения времени восстанавливания напряжения при различных значениях степени настройки дугогасящей катушки.

ANSCHAUUNGEN BEZÜGLICH DES EINFLUSSES DES ABSTIMMUNGSGRADES DER LÖSCHSPULE AUF DEN ERDSCHLUSSTROM UND AUF DIE WIEDERHERSTELLUNGSSPANNUNG AN DER STÖRSTELLE

ZUSAMMENFASSUNG

Im dem Artikel ist der Einfluss des Abstimmungsgrades der Löschspule auf den Erdschlusstrom und auf seinen Oberwellengehalt in Stromnetzen mit Kompensation der kapazitiven Stromstärke, hervorgehoben.

Die Bildfunktion (Laplace-Funktion) anwendend, bestimmt man den Ausdruck der Wiederherstellungsspannung auf der defekten Phase und man zeigt die gemessenen Werte der Wiederherstellungszeit dieser Spannung, bei verschiedenen Werten des Abstimmungsgrades der Löschspule, an.

Buletinul ştiinţific şi tehnic al I.P.T.
Seria Electrotehnică
Tom. 18 (32), Fasc. 1/1973

STUDIUL EXPERIMENTAL AL MODIFICĂRII FLUXULUI LUMINOS EMIS DE LĂMPILE FLUORESCENTE TUBULARE DE UZ GENERAL*

DE

L. ŞORA, I. BALACI, T. OPRIŞA

1. PROBLEME GENERALE

În tehnica iluminatului artificial s-a impus problema perfecţionării aparatajului destinat dozării luminii artificiale, pentru a se crea anumite efecte luminotehnice. Evoluţia în timp a schemelor electrice cu ajutorul cărora se poate modifica fluxul luminos al surselor electrice de lumină corespunde utilizării rezistoarelor variabile, autotransformatoarelor, amplificatoarelor magnetice, tiratroanelor [1, 2, 5, 6]. Folosirea rezistoarelor are dezavantajul că se produc pierderi apreciabile de energie în rezistoare. Autotransformatoarele se recomandă în cazul puterilor mari şi necesită servomotoare pentru comandă. Soluţia cu amplificatoare magnetice se caracterizează prin factor de putere redus. Tehnica tiristoarelor a permis obţinerea unei continue variaţii a fluxului luminos, avantajul unui randament superior şi reducerea gabaritului instalaţiei. În ultimul timp aceste scheme sînt automatizate pe bază de programe, iar funcţionarea lor în diferite faze se realizează folosind telecomanda.

La lămpile electrice cu descărcări în gaze sau vapori metalici, în opoziţie cu situaţia relativ simplă de la lămpile electrice cu incandescenţă, în vederea modificării fluxului luminos nu este posibilă o modificare în limite largi a amplitudinii tensiunii de alimentare datorită condiţiilor legate de amorsarea şi menţinerea descărcării. Ca urmare schemele electrice de alimentare a tuburilor fluorescente prezintă unele particularităţi.

3. TRATARE

Pentru modificarea fluxului luminos emis de lămpile fluorescente tubulare de uz general se prezintă două tipuri de scheme [2, 3, 4] :

a. La schema din figura 1 tensiunea de alimentare a lămpilor fluorescente apare sub forma unor impulsuri dreptunghiulare, determinate astfel ca să asigure amorsarea şi menţinerea descărcării electrice. Fluxul luminos emis

*) Primită la redacţie la data de 1 XII. 1972

este în funcţie de durata t_0. Remanenţa substanţei fluorescente favorizează o netezire a fluxului luminos. Transformatorul T_1 alimentează o punte de redresare formată din diodele de siliciu D. Tiristoarele T_{i1} şi T_{i2} devin conductoare în mod succesiv rezultînd două sensuri de circulaţie a curentului prin înfăşurarea primară a transformatorului T_2, ceea ce conduce la schimbarea succesivă a polarităţii tensiunii cu care se alimentează tuburile fluorescente T_{u1}, T_{u2}, T_{u3} avînd balasturile corespunzătoare B_1 , B_2, B_3. Deschiderea şi blocarea succesivă a tiristoarelor T_{i1} şi T_{i2} este provocată de funcţionarea tiristorului T_{i3}. Blocul de comandă *BC*, alimentat de la transformatorul T_2, furnizează într-o anumită ordine impulsurile de comandă a tiristoarelor T_{i1}, T_{i2}, T_{i3} şi permite modificarea duratei t_0. Trimiţînd impulsurile de comandă la tiristoarele T_{i1} şi apoi T_{i3}, acestea devin conductoare. Condensatorul *C* se descarcă peste înfăşurarea transformatorului T_3. Rezultă un impuls de curent în circuitul tiristorului T_{i1} datorită căruia acesta se blochează. Urmează o perioadă de repaus în care condensatorul *C* se reîncarcă. În continuare tiristorul T_{i2} va avea o comportare identică cu cea prezentată pentru tiristorul T_{i1}. Transformatorul T_4 alimentează filamentele lămpilor fluorescente.

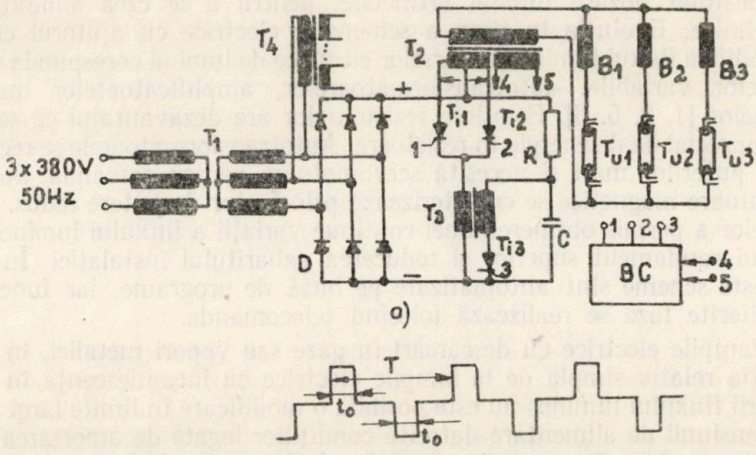


Fig. 1. Schema cu tiristoare pentru modificarea fluxului luminos al lămpilor fluorescente
a — schema de montaj; *b* — forma tensiunii de alimentare.

b. Pentru aplicarea schemei din figura 2 *a* este necesar să se realizeze o scădere a tensiunii de amorsare a lămpii fluorescente tubulare de construcţie normală deoarece funcţionarea montajului se bazează pe modificarea amplitudinii tensiunii cu care se alimentează lampa. În acest sens se aplică armături metalice M pe partea exterioară a tubului la cele două capete, fig. 2 *b*. Transformatorul *T* cu două înfăşurări secundare separate, alimentează circuitele celor două filamente ale tubului fluorescent asigurînd preîncălzirea electrozilor. În montajul din figura 2 *b* borna notată cu 1 este în legătură cu regulatorul de tensiune. Structura blocului de comandă *BC* este simplă ceea ce contribuie

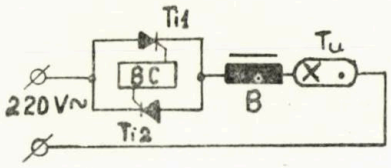


Fig. 2.a.

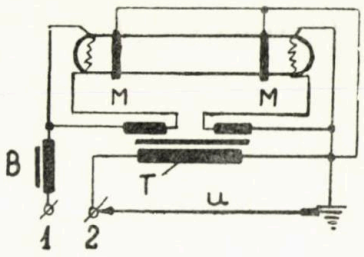


Fig. 2.b.

Fig. 2. Explicativă pentru modificarea fluxului luminos al lămpilor fluorescente prin schimbarea amplitudinii tensiunii de alimentare: *a* — schema de principiu; *b* — schema pentru conectarea lămpii fluorescente la regulatorul de tensiune.

la conturarea unor aprecieri favorabile sub aspect tehnico-economic în raport cu situaţia de la schema din figura 1 [4].

Pentru evaluarea prin calcul a curentului prin lampă în funcţie de unghiul de deschidere al tiristoarelor α se recurge la ipoteze simplificatoare considerîndu-se tensiunea de la bornele lămpii de formă dreptunghiulară şi neglijînd neliniaritatea bobinei balast. În aceste condiţii se scrie ecuaţia diferenţială

$$u_{max} \sin(\omega t+\alpha) = L\frac{di}{dt} + u_l \qquad (1)$$

în care u_{max} este amplitudinea tensiunii u a reţelei;
L — inductivitatea bobinei balast;
u_l — valoarea momentană a tensiunii la bornele lămpii fluorescente considerată constantă pe durata funcţionării acesteia pentru o anumită valoare a unghiului α.

Deoarece la $\omega t = 0$ curentul $i = 0$, se obţine următoarea expresie pentru valoarea momentană a curentului,

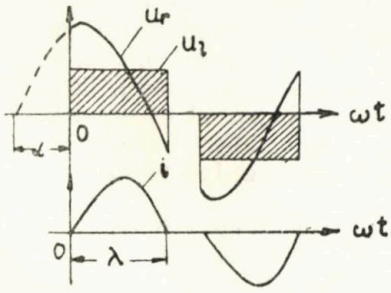


Fig. 3.

Fig. 3. Explicativă pentru curba tensiunii la ieşirea din regulatorul de tensiune u_r, a tensiunii de la bornele lămpii u_l şi a curentului prin lampă i.

$$i = \frac{1}{\omega L}[u_{max}\cos\alpha - u_{max}\cos(\omega t+\alpha) - u_l\omega t] \qquad (2)$$

care este valabilă doar în intervalul de conducţie λ al tiristorului, fig. 3.

Unghiul de conducţie al tiristorului λ se determină din relaţia (2) ţinînd seama de faptul că la $\omega t = \lambda$ curentul $i = 0$. Se obţine

$$u_{max}\cos\alpha - u_{max}\cos(\lambda+\alpha) - u_l\lambda = 0. \qquad (3)$$

Pe baza unor sistematice măsurători experimentale s-a putut verifica că în cazul unei încălziri constante a filamentelor, valoarea efectivă a tensiunii de la bornele

lămpii U_l rămîne aproximativ aceeaşi într-o zonă relativ mare de modificare a unghiului λ.

Deoarece

$$U_l = \sqrt{\frac{1}{\pi}\int_0^{\lambda} u_l^2 d\omega t} \tag{4}$$

rezultă

$$u_l = U_l \sqrt{\frac{\pi}{\lambda}} \tag{5}$$

Din relaţiile (3) şi (5) se obţine o legătură între unghiurile α şi λ

$$u_{max} \cos \alpha - u_{max} \cos (\lambda + \alpha) = U_l \sqrt{\pi \cdot \lambda}\,. \tag{6}$$

Dacă $\lambda = \pi$, adică funcţionarea tiristorului este continuă, din relaţia (6) se poate calcula valoarea factorului de putere pentru regimul nominal de funcţionare

$$\cos \alpha_0 = \frac{\pi \cdot U_l}{2u_{max}}. \tag{7}$$

Deoarece din verificările experimentale a rezultat că fluxul luminos emis de lampă depinde liniar de curentul mediu prin lampă, interesează expresia analitică a acestuia obţinută din relaţiile (2) şi (5)

$$I_{m\,cd} = \frac{1}{\pi}\int_0^{\lambda} i d\omega t = \frac{u_{max}}{\pi \cdot \omega L}\left[\lambda \cos \alpha + \sin \alpha - \sin (\lambda + \alpha) - \frac{U_l \sqrt{\pi \cdot \lambda^3}}{2u_{max}}\right] \tag{8}$$

3. REZULTATE EXPERIMENTALE

Considerînd schema de principiu din figura 2 *a*, *b* s-a executat un montaj pentru lămpi fluorescente tubulare de construcţie românească de 220 V şi 20 W, 40 W, 65 W. Cu ajutorul unui duoscop s-a oscilografiat tensiunea la ieşirea din regulatorul de tensiune u_r, curentul prin lampă i, fig. 4. *a*, *c*, *e*, *g*, *i* şi tensiunea la bornele lămpii fluorescente u_l, curentul prin lampă i, fig. 4. *b*, *d*, *f*, *h*, *j*, pentru diferite valori ale unghiului de deschidere al tiristoarelor, în domeniul $\alpha = 60 -$ aprox. 120°. Simultan cu aceste oscilografieri, folosind lumenmetrul Ulbricht [5] s-a evaluat variaţia fluxului luminos în funcţie de valoarea efectivă a curentului prin lampă, fig. 5.

Studiul oscilogramelor prezentate aduce informaţii cu privire la forma reală de variaţie a mărimilor electrice analizate. Odată cu scăderea duratei de conducţie a tiristoarelor curba tensiunii de la bornele lămpi diferă în mod apreciabil de forma dreptunghiulară idealizată, deoarece intervin modificări ale stării de plasmă din lampă. De asemenea, intervin abateri ale celorlalte mărimi faţă de forma teoretică redată în figura 3. Efectuarea unor calcule competente impune luarea în considerare şi a neliniarităţii bobinei balast, folosind tehnica modernă de calcul pentru rezolvarea ecuaţiilor.

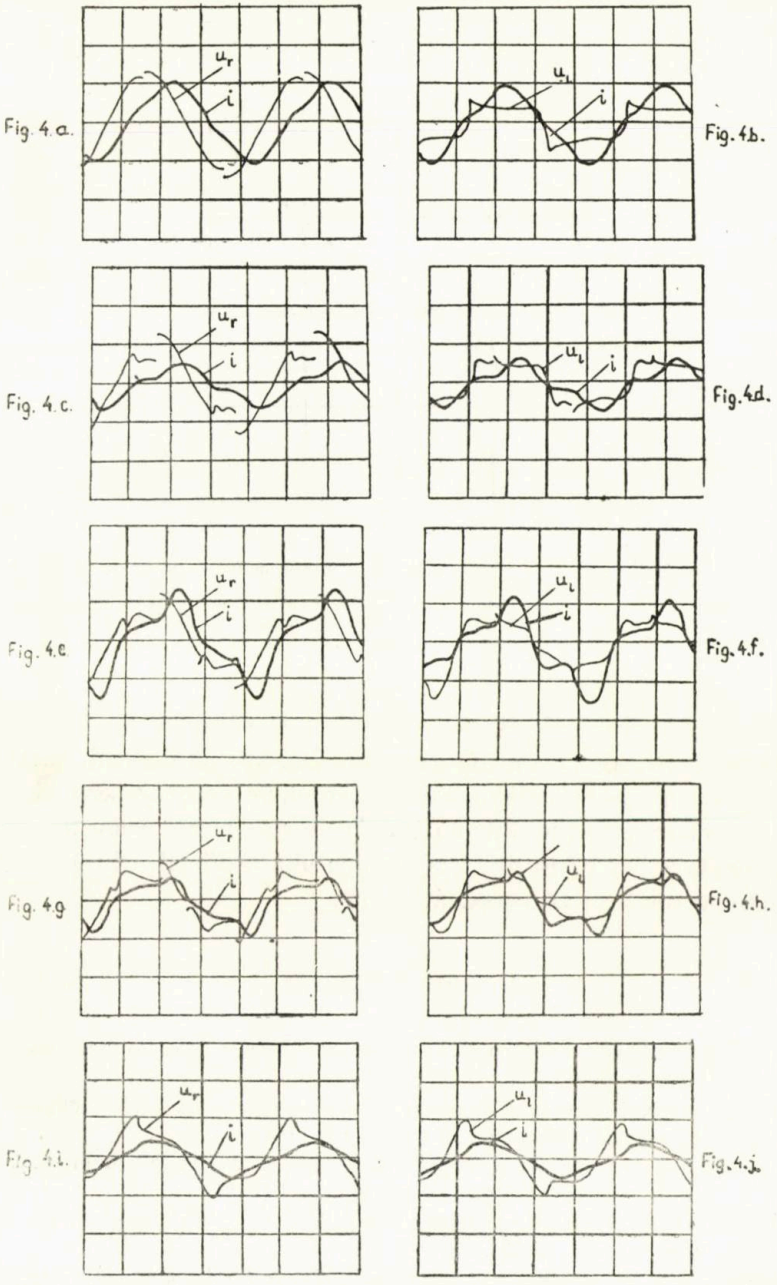


Fig. 4. Oscilogramele tensiunii la ieşirea din regulatorul de tensiune u_r, de la bornele lămpii fluorescente u_l şi a curentului prin lampă i pentru diferite valori al unghiului de deschidere a tiristoarelor α: $a, b - \alpha_{min}$; $c, d - \alpha_1 > \alpha_{min}$; $e, f - \alpha_2 > \alpha_1$; $g, h - \alpha_3 > \alpha_2$; $i, j - \alpha_{max} > \alpha_3$.

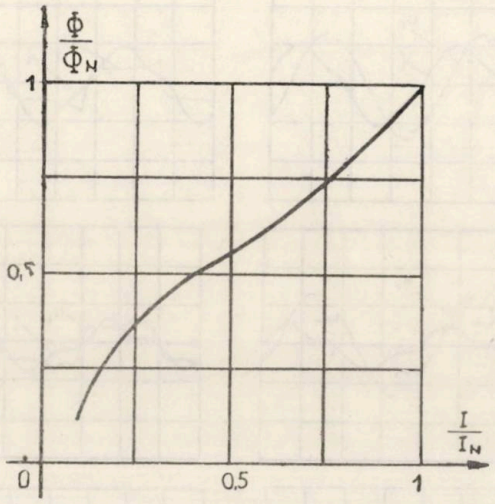


Fig. 5. Variaţia fluxului luminos Φ în funcţie de valoarea efectivă a curentului: Φ_N şi I_N sînt valorile nominale a fluxului luminos, respectiv a curentului.

Din analiza rezultatelor experimentale se constată că montajul folosit permite în mod favorabil modificarea continuă, într-un domeniu mare, a fluxului luminos emis de lămpile fluorescente tubulare de uz general. În structura schemei electrice intervin într-un număr relativ redus elemente simple ceea ce recomandă aplicarea în practica iluminatului artificial. Din punct de vedere luminotehnic soluţia este corespunzătoare.

BIBLIOGRAFIE

1. A. Băilescu, D. Savopol, *Iluminatul electric* — îndreptar, Bucureşti, Editura tehnică, 1969.
2. M. Braşovan, I. Şora, *Utilizări ale energiei electrice* — vol. 1 şi 2, Timişoara, Litografia Institutului politehnic „Traian Vuia", 1972.
3. V. M. Beloţerkovskii, Regulirovanie svetovogo potoka liuminesţentnîh lamp s primeneniem tiristorov, Svetotehnika, 1970, 12, p. 15.
4. * * * Un variateur de puissance bipolaire 300 W a thyristors, Électronique Industrielle, 1968, nr. 115, p. 520.
5. N. Gheorghiu, P. Militaru, *Teoria şi practica iluminatului electric*, Bucureşti, Editura tehnică, 1970.
6. V. Văzdăuţeanu, *Utilizările energiei electrice*, Bucureşti, Editura didactică şi pedagogică, 1968.

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИЗУЧЕНИЕ ИЗМЕРЕНИЯ СВЕТОВОГО ПОТОКА СОЗДАВАЕМОГО ТРУБЧАТЫМИ ФЛУОРЕСЦЕНТНЫМИ ЛАМПАМИ ОБЩЕГО ИСПОЛЬЗОВАНИЯ

(РЕЗЮМЕ)

В работе даются информации относительно изменения светового потока создаваемого трубчатыми флуоресцентными лампами общего пользования, которые могут быть с успехом использованы в технике искуственного освещения.

Приводятся выводы относительно формы напряжения на зажимах лампы в течении изменения ее светового потока.

ÈTUDE EXPÉRIMENTALE DE LA MODIFICATION DU FLUX DE LUMIERE, ÉMIS PAR LES LAMPES Á FLUORESCENCE, TUBULAIRES, D'USAGE GENERAL.

RÉSUMÉ

L'ouvrage présente d'informations concernant la modification du flux ue luminère, émis par les lampes à fluorescence tubulaires d'usage général, ètapt d'utilité dans la téchnique d'éclairage artificiel.

Il résulte des conclusions concernant la forme de la tension aux bornes de la lampe pendant la modification du flux de lumière de celle-ci.

BULETINUL ŞTIINŢIFIC ŞI TEHNIC
AL
INSTITUTULUI POLITEHNIC „TRAIAN VUIA"
TIMIŞOARA

SERIA ELECTROTEHNICĂ

Tomul 18(32) Fascicola 2

IULIE—DECEMBRIE
1973

COLEGIUL DE REDACȚIE

Prof. dr. doc. ing. GH. SILAȘ (redactor șef), acad. prof. dr. doc. I. ANTON, prof. ing. C. AVRAM, m. c. al Academiei R.S.R., prof. dr. ing. M. BORNEAS, prof. dr. ing. M. BRAȘOVAN, prof. ing. V. COCHECI, academician prof. dr. doc. C. DRĂGULESCU, prof. dr. O. EM. GHEORGHIU, prof. ing. V. GHEORGHIU, prof. dr. ing. GH. SAVII, acad. prof. ing. D. MATEESCU, prof. dr. ing. I. NOVAC.

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. ing. M. BRAȘOVAN (redactor responsabil), prof. dr. ing. I. NOVAC (redactor responsabil adjunct), prof. dr. ing. D. FRÄNKEL, conf. dr. ing. O. CRIȘAN, prof. dr. ing. T. DORDEA, conf. dr. ing. T. MUREȘAN, prof. ing. A. ROGOJAN, prof. dr. ing. I. SUCIU, prof. dr. ing. V. VĂZDĂUȚEANU.

BULETINUL ŞTIINŢIFIC ŞI TEHNIC
AL
INSTITUTULUI POLITEHNIC „TRAIAN VUIA" TIMIŞOARA

SERIA ELECTROTEHNICĂ

Tomul 18 (32) Fasc. 2 iulie-decembrie 1973

SUMAR:

C. ŞORA, I. VETREŞ : Asupra calculului unui cuadripol în dublu T, folosit ca filtru într-o schemă de măsurare a factorului de deformare 127

E. POP : Erori produse de eşantionare la măsurarea puterii 135

V. NEGRU, ECATERINA POP : Alegerea parametrilor nominali ai modelului liniilor electrice aeriene de înaltă tensiune 145

T. DRAGOMIR, N. BUDISAN, ELENA DRAGOMIR : Procedeu pentru identificarea unor sisteme liniare 153

I. FETIŢĂ : Asupra erorii de trunchiere introdusă la dezvoltarea în diferenţe finite a laplacianului $\Delta^2 A(x, y)$ în regim periodic sinusoidal 163

M. PRODAN : Analiza armonică a tensiunii la alimentarea motorului asincron prin convertizor de tensiune şi frecvenţă 171

V. TIPONUŢĂ : Metodă de calcul a dispozitivului de eşantionare pen-eşantionare 179

V. TIPONUŢ : Metodă de calcul a dispozitivului de eşantionare pentru oscilografierea tensiunilor 187

NOTE :

V. VĂZDĂUŢEANU, A. RĂDOI : Transport de minereu şi cărbune prin jgheaburi rulante acţionate cu motoare liniare 193

V. POP : O metodă de rezolvare cu calculatorul a tabelelor de implicanţi primi 199

НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ БЮЛЕТЕНЬ
ТИМИШОРСКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА
Им. «ТРАЯН ВУЯ»

Серия Электротехника

Том 18(32) Выпуск 2. Июль-декабрь 1973 г.

СОДЕРЖАНИЕ

К. ШОРА, И. ВЕТРЕШ, К. расчету двойного «Т» образного четырёхполюсника, использованного в качестве фильтра в измерительной схеме деформирующего коэффициента 127

Е. ПОП, Погрешности дискретизации по времени при измерении мощности 135

В. НЕГРУ, Е. ПОП, Выбор номинальных параметров модели линий электропередачи (Л.Э.П.) высокого напряжения 145

Т.Т. ДРАГОМИР, Н. БУДИШАН, ЕЛЕНА ДРАГОМИР, Метод определения динамических характеристик некоторых линейных систем. 153

И. ФЕТИЦЭ, К отсеченной ошибке внесенной в развитии законченных разностей лапласиана $\nabla^2 A(x, y)$ в периодическом синусоидальном режиме 163

М. ПРОДАН, Гармонический анализ напряжения при питании асинхронного двигателя через преобразователь напряжения и частоты. 171

В. ТИПОНУЦ, Амплитудные искажения введенные стробоскопическим осциллографом. 179

В. ТИПОНУЦ, Метод расчета стробоскопического устройства в виду осциллографирования напряжений. 187

В. ВЭЗДЭУЦЯНУ, А. РЭДОЙ, Транспорт руды и угля через вращающиеся лотки с приводом от линейного двигателя. 193

В. ПОП, Метод решения таблиц простых импликантов при помощи вычислительных машин 199

BULLETIN SCIENTIFIQUE ET TECHNIQUE
DE
L'INSTITUT POLYTECHNIQUE „TRAIAN VUIA" DE TIMIȘOARA

SERIE ELECTROTECHNIQUE

Tome 18 (32) Fasc. 2 Juillet-Decembre 1973

SOMMAIRE:

C. ȘORA ,I. VETREȘ : Die Berechnung eines Doppel T Vierpol unter Anwendung des Vierpols in einem Siebglied zur Bestimmung des Klirrfaktors 127

E. POP : Abtastfehler bei digitaler Leistungsmessung 135

V. NEGRU, ECATERINA POP : Le choix des paramètres nominaux d'un modèle de ligne électrique aérienne à haute tension 145

T. DRAGOMIR, N. BUDIȘAN, ELENA DRAGOMIR : An identification method for some linear systems 153

I. FETIȚĂ : Über den bei endlichen Differenten-Entwicklung des Laplace-Operators $\nabla^2 A(x, y)$ eingeführten Abstumpfungsfehler im periodischen Sinus — Verhalten 163

M. PRODAN : L'analyse harmonique de la tension, a l'alimentation du moteur asynchron par convertisseur de tension et frequence 171

V. TIPONUȚ : Les distorsions en fréquence introduites par l'oscilloscope à échantillonage 179

V. TIPONUȚ : Méthode de calcul d'un dispositif d'échantillonage pour l'oscilografage des tensions 187

NOTES :

V. VĂZDĂUȚANU, A. RĂDOI : Transport de minerai et de charbon par des auges roulants actionnés par des moteurs lineaires 193

V. POP : A method for by computer of the covers for prime implicant tables 199

Buletinul ştiinţific şi tehnic al I.P.T.
Seria electrotehnică
Tom. 18 (32) fasc. 2/1973.

ASUPRA CALCULULUI UNUI CUADRIPOL ÎN DUBLU T, FOLOSIT CA FILTRU ÎNTR-O SCHEMĂ DE MĂSURARE A FACTORULUI DE DEFORMARE

DE

C. ŞORA şi I. VETREŞ

1. CONSIDERAŢIUNI GENERALE

Lucrarea se referă la folosirea şi calculul unui cuadripol în dublu T, într-o schemă de măsurare a factorului de deformare, în reţele electrice la 50 Hz.

Referindu-ne la o mărime periodică nesinusoidală $y(t)$, factorul de deformare, numit şi coeficient de distorsiune, k_d, se poate defini prin raportul dintre valoarea efectivă a tuturor armonicelor superioare (reziduul deformant) Y_d şi valoarea efectivă Y a mărimii respective

$$k_d = \frac{Y_d}{Y} = \frac{\sqrt{\sum_{\nu=2}^{n} Y_\nu^2}}{\sqrt{\sum_{\nu=1}^{n} Y_\nu^2}}, \quad 0 \leqslant k_d \leqslant 1 \tag{1}$$

în care Y_ν este valoarea efectivă a armonicii de ordinul ν. Definirea factorului de deformare pe baza relaţiei (1) este uzuală în domeniul electroenergeticii. Există însă şi alte criterii.

Determinarea pe cale experimentală a factorului de deformare pe baza relaţiei (1), presupune deci principial măsurarea separată a reziduului deformant Y_d şi a valorii Y. Se cunosc mai multe posibilităţi de a se obţine reziduul deformant [1]. Una dintre acestea se bazează pe folosirea unei punţi avînd structura indicată în fig. 1 şi astfel dimensionată, încît pentru frecvenţa fundamentalei braţul punţii care conţine L şi C să fie la rezonanţă, obţinîndu-se astfel echilibrul punţii.

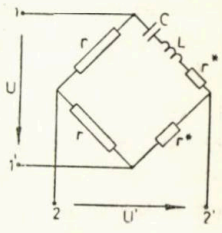


Fig. 1.

Dacă caracteristica de frecvenţă a circuitului oscilant este foarte selectivă iar căderea de tensiune pe rezistenţa r^* este neglijabilă, tensiunea de ieşire U' este o măsură a reziduului deformant. Realizarea unei astfel de punţi, cu rezonanţă la frecvenţa de 50 Hz este dificilă, datorită în

principal parametrilor bobinei, care corespund unui factor de calitate relativ redus. În afară de aceasta, este de dorit să se evite ca schema să aibă o caracteristică neliniară.

Există şi alte posibilităţi la care nu ne vom referi distinct, care asigură o precizie ridicată, dar au scheme destul de complicate.

În adoptarea soluţiei propuse, autorii au ţinut seama pe de o parte de intenţia de a realiza o schemă simplă (realizabilă în condiţiile din laboratorul catedrei) şi cu precizie corespunzătoare, iar pe de altă parte de datele iniţiale existente într-un caz concret [2]. Astfel, s-a ţinut seama de faptul că în reţeaua respectivă intervin numai armonici de ordinul 5—13. Caracteristic pentru schema adoptată a fost folosirea unui cuadripol în dublu T de tip rC ca filtru pentru eliminarea fundamentalei. Lipsa bobinelor şi selectivitatea deosebită a acestui filtru, conferă schemei calităţi deosebite. Prin introducerea unui circuit de corecţie pasiv s-a reuşit să se realizeze o caracteristică de frecvenţă cu atenuare constantă în domeniul frecvenţelor armonicelor care intervin.

Schema de ansamblu pentru măsurarea factorului de deformare este dată în fig. 2, în care r_1 şi r_2 sînt rezistenţe pentru divizarea tensiunii, F este filtrul în dublu T cu circuitul de corecţie, iar A un amplificator. Punînd comutatorul K în poziţia a, voltmetrul V măsoară valoarea efectivă a căderii de tensiune pe r_2, care conţine toate armonicele inclusiv fundamentala, iar în poziţia b se măsoară reziduul deformant.

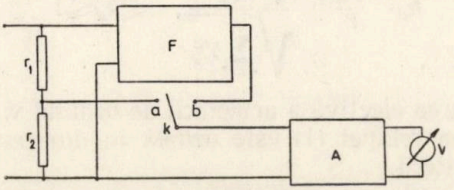


Fig. 2.

Principial, factorul de deformare se poate citi direct la voltmetru, dacă divizorul de tensiune se dimensionează corespunzător şi se asigură o atenuare constantă a armonicelor în rapotul $r_2/(r_1+r_2)$. Se reglează amplificarea astfel ca în poziţia a a comutatorului voltmetrul să indice diviziunea maximă (de ex. 100 diviziuni). Păstrînd aceeaşi amplificare şi comutînd K în poziţia b, diviziunile indicate de voltmetru reprezintă chiar factorul de deformare în procente. Desigur că reziduul deformant fiind în general mic faţă de valoarea efectivă a tensiunii, în practică în cele două poziţii ale comutatorului se folosesc la voltmetru scări diferite, de care se ţine seama la etalonare.

2. CALCULUL FILTRULUI ÎN DUBLU T. REZULTATE EXPERIMENTALE

Stabilirea relațiilor pe baza cărora se poate analiza comportarea cuadripolului în dublu T în funcție de frecvență și dimensionarea optimă a elementelor sale componente este mult simplificată prin aplicarea teoriei cuadripolului [3].

Cuadripolul în dublu T folosit este arătat în fig. 3. El se poate considera format din doi cuadripoli în T conectați în paralel.

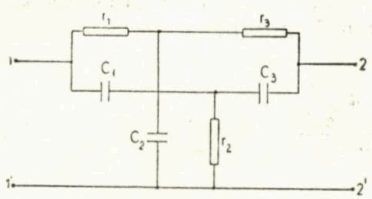


Fig. 3.

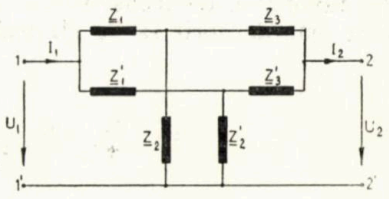


Fig. 4.

Cu notațiile și convenția de asociere a sensurilor de referință pentru tensiuni la borne și curenți din fig. 4, elementele matricei admitanță a cuadripolului în dublu T sînt:

$$\underline{Y}_{11}=\frac{\underline{Y}_1(\underline{Y}_2+\underline{Y}_3)}{\underline{Y}_1+\underline{Y}_2+\underline{Y}_3}+\frac{\underline{Y}'_1(\underline{Y}'_2+\underline{Y}'_3)}{\underline{Y}'_1+\underline{Y}'_2+\underline{Y}'_3}$$

$$\underline{Y}_{12}=-\underline{Y}_{21}=-\frac{\underline{Y}_1\underline{Y}_3}{\underline{Y}_1+\underline{Y}_2+\underline{Y}_3}-\frac{\underline{Y}'_1\underline{Y}'_3}{\underline{Y}'_1+\underline{Y}'_2+\underline{Y}'_3} \tag{2}$$

$$\underline{Y}_{22}=-\frac{\underline{Y}_3(\underline{Y}_1+\underline{Y}_2)}{\underline{Y}_1+\underline{Y}_2+\underline{Y}_3}-\frac{\underline{Y}'_3(\underline{Y}'_1+\underline{Y}'_2)}{\underline{Y}'_1+\underline{Y}'_2+\underline{Y}'_3}$$

în care s-a ținut seamă de condiția de reciprocitate ($\underline{Y}_{12}=-\underline{Y}_{21}$). Condiția necesară pentru ca tensiunea și implicit curentul de ieșire să fie nule, cu alte cuvinte condiția de echilibru a filtrului, este

$$\underline{Y}_{21}=\left(\frac{\underline{I}_2}{\underline{U}_1}\right)_{\underline{U}_2=0}=0 \tag{3}$$

Dacă se ține seama de expresia admitanței de transfer și se notează cu ω_0 pulsația pentru care are loc echilibrul cuadripolului, cu notațiile din fig. 3 condiția de echilibru a acestuia este:

$$\underline{Y}_{21}=\frac{1}{r_1+r_3+j\omega_0 C_2 r_1 r_3}-\frac{\omega_0^2 C_1 C_3 r_2}{1+j\omega_0(C_1+C_3)r_2}=0 \tag{4}$$

care este echivalentă cu următoarele două relaţii :

$$\omega_0^2 = \frac{1}{C_1 C_3 r_2 (r_1 + r_3)} \tag{5}$$

$$\omega_0^2 = \frac{C_1 + C_3}{C_1 C_2 C_3 r_1 r_3} \tag{6}$$

O măsură a proprietăţilor selective ale cuadripolului în dublu T este variaţia raportului de transformare al tensiunilor $k_u = U_2/U_1$ în jurul pulsaţiei ω_0, care este de dorit să fie cît mai mare. Introducînd notaţiile :

$$\alpha = \frac{r_3}{r_1 + r_3}; \quad \beta = \frac{C_1}{C_1 + C_3}; \quad \gamma = \frac{\frac{1}{\omega_0 C_1} + \frac{1}{\omega_0 C_2}}{r_1 + r_3}; \quad \delta = \frac{\omega}{\omega_0} \tag{7}$$

raportul de transformare al tensiunilor este :

$$\underline{k}_u = \frac{\underline{U}_2}{\underline{U}_1} = \frac{\underline{Y}_{21}}{\frac{1}{\underline{Z}} - \underline{Y}_{22}} = \frac{1}{1 - j\frac{\delta}{\delta^2 - 1}\left[\frac{\alpha + \beta\gamma^2}{\alpha\beta\gamma} - j\frac{r_1\left(\frac{1}{\delta} + j\gamma\right)}{(1-\alpha)\underline{Z}}\right]} \tag{8}$$

în care $\underline{Z}$ este impedanţa conectată la bornele de ieşire *2—2'* Dacă cuadripolul funcţionează în gol ($Z = \infty$), expresia raportului de transformare devine :

$$k_{u_0} = \left(\frac{\underline{U}_2}{\underline{U}_1}\right)_{\underline{I}_2 = 0} = \frac{1}{1 - j\frac{\delta}{\delta^2 - 1} \cdot \frac{\alpha + \beta\gamma^2}{\alpha\beta\gamma}} \tag{9}$$

Pentru $\delta = 1$ rezultă $k_{u_0} = 0$, deci semnalul cu pulsaţia $\omega = \omega_0$ aplicat la bornele *1—1'* nu se manifestă la bornele *2—2'*. Panta curbei $k_{u_0} = f(\delta)$ în jurul pulsaţiei ω_0 se obţine din

$$\left(\frac{\partial k_{u_0}}{\partial \delta}\right)_{\delta = 1} = \frac{2}{\frac{\alpha + \beta\gamma^2}{\alpha\beta\gamma}} = Q \tag{10}$$

expresie denumită şi factor de calitate al filtrului. Panta este maximă cînd expresia $\frac{\alpha + \beta\gamma^2}{\alpha\beta\gamma}$ este minimă. Presupunînd factorii α şi β daţi, se obţine valoarea optimă a lui γ sub forma

$$\gamma_{opt} = \sqrt{\frac{\alpha}{\beta}} \tag{11}$$

Introducînd această expresie în rel. (10), se obține valoarea maximă a factorului de calitate, sub forma

$$Q_m = \sqrt{\alpha \cdot \beta} \tag{12}$$

Se poate observa că la cuadripolii cu structură nesimetrică panta este mai mare. Cea mai mare valoare se obține pentru valorile limită $\alpha \to 1$ și $\beta \to 1$, cînd $Q_m = 1$.

În cazul nostru frecvența rețelei fiind 50 Hz, pentru eliminarea fundamentalei, condiția de echilibru a filtrului trebuie realizată la $\omega_0 = 314$ rad/s. S-a ales un filtru nesimetric, cu $\alpha = \beta = 0{,}9$, $\gamma = 1$. Alegînd pentru unul dintre parametrii schemei o valoare convenabilă, pe baza rezultatelor stabilite (rel. (5), (6), (7)) se pot deduce ceilalți parametri. Astfel, considerîndu-se cunoscută capacitatea C_2 (10 μF), se obțin expresiile

$$C_1 = \frac{\alpha(1-\alpha)}{\gamma^2(1-\beta)} C_2;\quad C_3 = \frac{\alpha(1-\alpha)}{\gamma^2\beta} C_2;\quad r_1 = \frac{\gamma}{\alpha\omega_0 C_2};$$

$$r_2 = \frac{\beta\gamma^3(1-\beta)}{\alpha(1-\alpha)\omega_0 C_2};\quad r_3 = \frac{\gamma}{(1-\alpha)\omega_0 C_2} \tag{13}$$

rezultînd valorile $C_1 = 9$ μF; $C_3 = 1$ μF; $r_1 = 354$ Ω; $r_2 = 318{,}6$ Ω; $r_3 = 3186$ Ω. Cu aceste valori expresia (9) devine

$$\underline{k}_{u_0} = \frac{1}{1 - j\dfrac{\delta}{\delta^2 - 1} \cdot \dfrac{2}{0.9}} \tag{14}$$

Modulul acestei expresii, în funcție de pulsația relativă δ este reprezentat în fig. 5 (curba punctată). În aceeași figură este reprezentată și caracteristica determinată pe cale experimentală (curba plină).

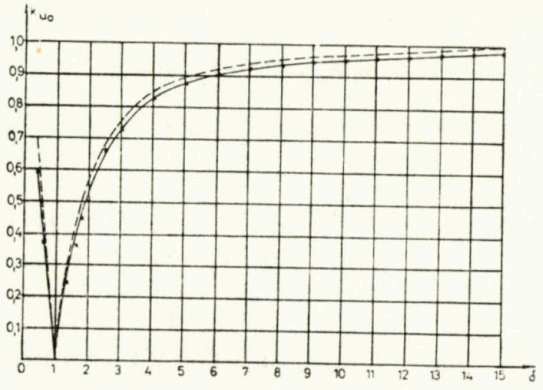


Fig. 5.

Din fig. 5 se poate observa că raportul de transformare în gol k_{u_0} pentru armonicele de ordinul $\nu \geqslant 5$ nu este constant. Pentru eliminarea acestui inconvenient se introduce un circuit cuadripolar de corecţie de tipul rC în Γ întors, aşa cum este arătat în fig. 6.

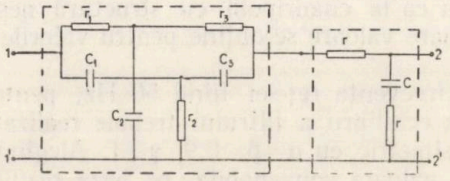


Fig. 6.

Conectarea cuadripolilor fiind în lanţ, în scop de calcul este util să se recurgă la parametrii A, respectiv ecuaţiile

$$\underline{U}_1 = \underline{A}_{11}\underline{U}_2 + \underline{A}_{12}\underline{I}_2$$
$$\underline{I}_1 = \underline{A}_{21}\underline{U}_2 + \underline{A}_{22}\underline{I}_2 \tag{15}$$

în care $\underline{A}_{11}, \underline{A}_{12}, \underline{A}_{21}, \underline{A}_{22}$ sînt parametrii cuadripolului echivalent, a cărui matrice de lanţ se exprimă în funcţie de matricele de lanţ ale cuadripolilor componenţi, pe baza relaţiei cunoscute

$$\|A\| = \|A'\| \cdot \|A''\| \tag{16}$$

Raportul de transformare al tensiunilor în gol fiind

$$k_{u_0} = \left(\frac{\underline{U}_2}{\underline{U}_1}\right)_{\underline{I}_2=0} = \frac{1}{\underline{A}_{11}} \tag{17}$$

din matricea de lanţ a cuadripolului echivalent (rel. (16)) interesează numai elementul $\underline{A}_{11}$, care are expresia

$$\underline{A}_{11} = \underline{A}'_{11} \cdot \underline{A}''_{11} + \underline{A}'_{12} \cdot \underline{A}''_{21} \tag{18}$$

în care $\underline{A}'_{11}$ şi $\underline{A}'_{12}$ se referă la cuadripolul în dublu T iar $\underline{A}''_{11}$ şi $\underline{A}''_{21}$ la cuadripolul de corecţie. Ţinînd seama de relaţiile

$$\underline{A}'_{11} = -\frac{\underline{Y}_{22}}{\underline{Y}_{21}} = \frac{\underline{Y}_3(\underline{Y}_1+\underline{Y}_2)(\underline{Y}'_1+\underline{Y}'_2+\underline{Y}'_3) + \underline{Y}'_3(\underline{Y}'_1+\underline{Y}'_2)(\underline{Y}_1+\underline{Y}_2+\underline{Y}_3)}{\underline{Y}_1\underline{Y}_3(\underline{Y}'_1+\underline{Y}'_2+\underline{Y}'_3) + \underline{Y}'_1\underline{Y}'_3(\underline{Y}_1+\underline{Y}_2+\underline{Y}_3)}$$

$$\underline{A}'_{12} = \frac{1}{\underline{Y}_{21}} = \frac{(\underline{Y}_1+\underline{Y}_2+\underline{Y}_3)(\underline{Y}'+\underline{Y}'_2+\underline{Y}'_3)}{\underline{Y}_1\underline{Y}_3(\underline{Y}'_1+\underline{Y}'_2+\underline{Y}'_3) + \underline{Y}'_1\underline{Y}'_3(\underline{Y}_1+\underline{Y}_2+\underline{Y}_3} \tag{19}$$

$$\underline{A}''_{11} = 1 + \underline{Z}\underline{Y}\ ;\ \underline{A}''_{21} = \underline{Y}$$

în care $\underline{Z}=r$ și $\underline{Y}=\frac{j\omega C}{1+j\omega Cr}$, pentru k_{u_0} se obține în final expresia

$$k_{u_0}=\frac{(1-\delta^2)(1+j\delta)(1+j\omega Cr)}{(1-\delta^2)(1+j\delta)+2\omega_0 C_2 r_1\delta(j-\delta)(1+2j\omega Cr)+[(r_1+r_3)(1+j\delta)+\omega_0 C_2 r_1 r_3\delta(j-\delta)]j\omega C}$$

Circuitul de corecție s-a realizat cu elemente de circuit având valorile $r=1$ kΩ și $C=0{,}47$ μF.

Ținînd seama de parametrii elementelor de circuit a cuadripolilor componenți, în fig. 7 este reprezentată caracteristica $k_{u_0}=f(\delta)$ a cuadripolului echivalent obținută prin calcul (linie punctată) și caracteristica obținută pe cale experimentală (linie plină).

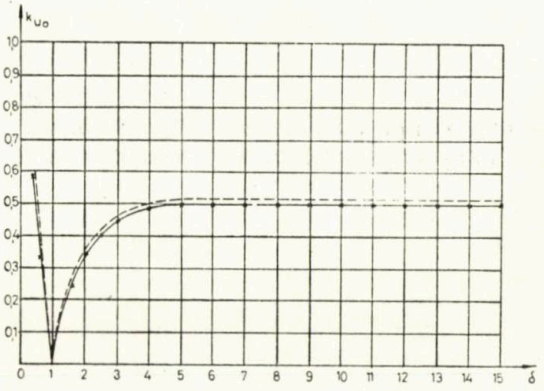


Fig. 7

Din caracteristicile reprezentate în fig. 7 se poate observa că pentru armonicile de ordinul $\nu=5$—15, raportul de transformare al tensiunilor în gol este practic constant, asigurîndu-se astfel în domeniul de armonici impus, condiția necesară în scopul determinării cu precizie corespunzătoare a factorului de deformare. Din fig. 7, rezultă o abatere de cca. 2—3 % între valorile calculate și cele determinate experimental. Această abatere se consideră admisibilă dacă se ține seama pe de o parte de faptul că folosindu-se pentru măsurare un voltmetru (50 kΩ) sistemul de fapt nu a fost în gol și de asemenea că schema s-a realizat cu elemente obișnuite de circuit, cunoașterea parametrilor acestora fiind afectată de erori. În ceea ce privește eroarea referitoare la abaterea de la liniaritate a caracteristicii în domeniul de frecvență considerat, eroare determinantă pentru precizia dispozitivului, aceasta este întrutotul neglijabilă (<0.6 %).

Se poate aprecia că printr-o alegere corespunzătoare a filtrului și a circuitului de corecție există posibilitatea de a lărgi domeniul de frecvență respectiv armonici, pentru care să rezulte o atenuare constantă, în limite admisibile.

Intrat la redacție la 21.V.1973.

BIBLIOGRAFIE

1. Nicolau E., *Măsurări în radiotehnică*, Editura tehnică, Bucureşti, 1956, v. 2.
2. Şora C., Fränkel D., Grün U., Vetreş I., *Lucrări de cercetare experimentare şi execuţie a unui echipament de măsurare, pe baza efectelor galvanomagnetice, a puterilor şi a factorului de deformare*, Contract de colaborare, 1972.
3. Şora C., *Cuadripolul electric*, Editura tehnică, Bucureşti, 1964.

К РАСЧЕТУ ДВОЙНОГО «Т» -ОБРАЗНОГО ЧЕТЫРЕХ ПОЛЮСНИКА, ИСПОЛЬЗОВАННОГО В КАЧЕСТВЕ ФИЛЬТРА В ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ СХЕМЕ ДЕФОРМИРУЮЩЕГО КОЭФФИЦИЕНТА

(РЕЗЮМЕ)

Представлена измерительная схема деформирующего коэффициента в электрических цепях, при 50 Гц, характеризованная тем что для удаления основной в виду определения деформированного остатка, используется в качестве фильтра двойной «Т» — образный четырёх полюсник вида rC. Для осуществления частотной характеристики с постоянным убыванием в области частот соответствующих учитаным гармоникам, вводится покрывательный четырёхплюсный контур, выбранный соответствующим образом. Авторы работы представляют метод расчета вышеупомянутой выгодной схемы, основной на применении теории четырёхполюсника. Между результатами полученными расчётным путём и экспериментальными утсанавливается удовлетворяющее соответствие.

DIE BERECHNUNG EINES DOPPEL T VIERPOLS UNTER ANWENDUNG DES VIERPOLS IN EINEM SIEBGLIED ZUR BESTIMMUNG DES KLIRRFAKTORS

(ZUSAMMENFASSUNG)

In der Arbeit wird ein Schaltbild zur Messung des Klirrfaktors in Einphasennetzwerken von 50 Hz untersucht. Die Messung des Klirrfaktors beruht auf dem Prinzip der Ausschaltung der Grundfrequenz durch ein r—C Siebglied in Form eines Doppel T — Vierpols. Um die Frequenzcharakteristik im Bereich der Oberschwingungen mit gleichbleibender Dämpfung zu behalten, wird nach dem Siebglied noch ein Vierpol eingeschaltet, der die entsprechende Korrektur vornimmt. In der Arbeit wird das gesamte Schaltbild, dass in der Praxis sich als sehr vorteilhaft bewiesen hat, von der Theorie des Vierpols her betrachtet. Zwischen den theoretish algeleiteten Ergebnissen und experimentellen Messungen werden zufriedenstellende Überlappungen festgestellt.

Buletinul ştiinţific şi tehnic al I.P.T.
Seria electrotehnică
Tom. 18 (32) fasc. 2/1973.

ERORI PRODUSE DE EŞANTIONARE LA MĂSURAREA PUTERII

DE

E. POP

Măsurarea numerică a puterii nu are încă o rezolvare total satisfăcătoare. Metodele existente nu asigură o precizie deosebit de ridicată şi sînt destul de complicate. Multe dintre ele se bazează pe eşantionarea semnalelor şi medierea lor. Afirmaţiile referitoare la condiţiile de eşantionare nu sînt însă suficient de riguroase şi de aceea ele nu permit nici aprecierea corectă a proprietăţilor metodelor folosite, nici stabilirea căilor de creştere a preciziei. De aceea ne propunem să analizăm mai detaliat procesele de eşantionare la măsurarea puterii care prezintă unele particularităţi ce fac să nu se poată aplica concluziile generale deduse din teorema eşantionării. Cea mai importantă particularitate constă în faptul că la măsurarea puterii, semnalul eşantionat nu trebuie reconstituit ; interesează doar valoarea sa medie. Rezultă deci în mod evident condiţii mai puţin restrictive, cu privire la frecvenţa de eşantionare şi la momentele în care se eşantionează.

1. CONDIŢIILE DE EŞANTIONARE FĂRĂ EROARE

În principiu există două posibilităţi de obţinere a puterii : să se realizeze produsul analogic $p(t)=u(t)\cdot i(t)$, care se eşantionează sau să se eşantioneze tensiunea şi curentul care apoi se înmulţesc.

Considerînd un regim deformat, puterea momentană este :

$$p(t)=\sum_{\nu,\lambda} u_\nu(t)\cdot i_\lambda(t)$$

deci eşantionarea lui $p(t)$ se reduce la eşantionarea produselor $u_\nu i_\lambda$. Puterea activă poate fi exprimată în funcţie de valorile obţinute prin eşantionare în felul următor

$$P=\frac{1}{n}\sum_{j=0}^{n-1} p(jT_e+t_0)=\frac{1}{n}\sum_{j=0}^{n-}\sum_{\nu,\lambda} u_\nu(jT_e+t_0)\cdot i_\lambda(jT_e+t_0)=$$

$$=\frac{1}{n}\sum_{j=0}^{n-1} u_\nu(jT_e+t_0)\cdot i_\lambda(jT_e+t_0)=\frac{1}{n}\sum_{j=0}^{n-1}\left(\sum_\nu u(jT_e+t_0)\right)\left(\sum_\lambda i(jT_e+t_0)\right)$$

unde cu T_e s-a notat perioada impulsurilor de eşantionare.

Dacă se eşantionează separat tensiunea şi curentul

$$P=\frac{1}{n}\sum_{j=0}^{n-1}u(jT_e+t_0)\cdot i(jT_e+t_0)=\frac{1}{n}\sum_{j=0}^{n-1}\left(\sum_{\lambda=0}^{n-1}u_\nu\,(jT_e+t_0)\right)\left(\sum_{\lambda}i_\lambda\,(jT_e+t_0)\right)=$$

$$=\frac{1}{n}\sum_{j=0}^{n-1}\sum_{\nu,\lambda}u_\nu\,(jT_e+t_0)\cdot i_\lambda\,(jT_e+t_0)=\frac{1}{n}\sum_{\nu,\lambda}\sum_{j=0}^{n-1}u_\nu\,(jT_e+t_0)\cdot i_\lambda(jT_e+t_0)$$

adică se obţine acelaşi rezultat.

Eşantionarea este corectă dacă, prin însumare, în puterea activă rămîn numai componentele continue din produsele $u_\nu i_\lambda$. Într-adevăr cu notaţiile obişnuite

$$u_\nu=u_{m\nu}\sin(\nu\omega t+\varphi_\nu)$$

$$i_\lambda=i_{m\lambda}\sin(\nu\omega t+\varphi\ )$$

$$u_\nu i_\lambda=u_{m\nu}i_{m\lambda}\frac{1}{2}\left[\cos(\nu-\lambda)\omega t+(\varphi_\nu-\varphi_\lambda)-\cos(\nu+\lambda)\omega t+(\varphi_\nu+\varphi_\lambda)\right]$$

şi pentru cazurile în care $\lambda\neq\nu$, valoarea medie a produsului $u_\nu i_\lambda$ este nula. De asemenea în cazul $\nu=\lambda$

$$u_\nu i_\lambda=\frac{1}{2}u_{m\nu}i_{m\lambda}\left[\cos(\varphi_\nu-\varphi_\lambda)-\cos(2\nu\omega t+\varphi_\nu+\varphi_\lambda)\right]$$

în puterea activă intervine numai primul termen din paranteză. Într-un caz cu totul general, condiţia de eşantionare corectă s-ar determina din aceea ca suma tuturor eşantioanelor componentelor alternative să fie nulă, adică

$$\sum_{j=0}^{n-1}\sum_{\substack{\nu,\lambda\\ \lambda\neq\nu}}u_{m\nu}i_{m\lambda}\frac{1}{2}\left[\cos((\nu-\lambda)\omega(jT_e+t_0)+(\varphi_\nu-\varphi_\lambda))-\cos((\nu+\lambda)\omega(jT_e+t_0)+\right.$$

$$\left.+\varphi_\nu+\varphi_\lambda))\right]-\sum_{j=0}^{n-1}\sum_{\substack{\nu,\lambda\\ \nu=\lambda}}u_{m\nu}i_{m\lambda}\frac{1}{2}\cos((\nu+\lambda)\omega(jT_e+t_0)+\varphi_\nu+\varphi_\lambda)=0. \qquad (1)$$

Condiţia (1) este prea generală ca să poată fi aplicată în practică, depinzînd şi de valoarea armonicelor prezente în tensiune şi curent. Ea easte satisfăcută însă şi într-un caz mai restrictiv şi anume dacă pentru orice combinaţie de armonici

$$\sum_{j=0}^{n-1}u_{m\nu}i_{m\lambda}\frac{1}{2}\cos((\nu\pm\lambda)\,\omega\,(jT_e+t_0)+\varphi_\nu\pm\varphi_\lambda))=0. \qquad (2)$$

Notînd

$$\nu\pm\lambda=\mu$$

$$\varphi_\nu\pm\varphi_\lambda=\varphi.$$

condiţia (2) se reduce la

$$\sum_{j=0}^{n-1} \cos(\mu\omega(jT_e+t_0)+\varphi)=0. \qquad (3)$$

O reprezentare grafică a relaţiei (3) uşurează interpretarea sa. Se consideră cazul armonicei de ordinul μ. Fazorii succesivi $\cos(\omega(jT_e+t_0)+\varphi)$ (fig. 1) sînt defazaţi între ei cu unghiul $T_e=2\pi\mu\frac{f}{f_e}$, dacă cu f_e s-a notat frecvenţa de eşantionare. Primul dintre ei se găseşte faţă de axa de referinţă la unghiul $\mu\omega t_0+\varphi$. Pentru ca suma lor să fie nulă trebuie ca ei să formeze un poligon închis. Ei sînt înscrişi într-un cerc şi după cum se observă din fig. 1,

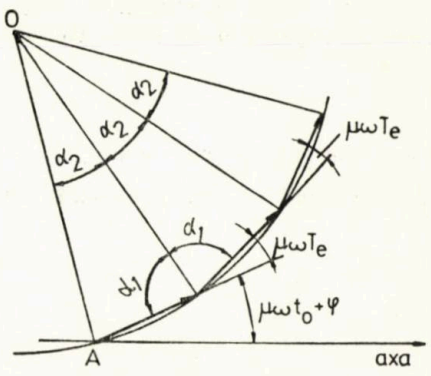


Fig. 1.

$$2\alpha_1+\mu\omega T_e=\pi$$

deci

$$\alpha_1=\frac{1}{2}(\pi-\mu\omega T_e)$$

iar unghiul la centru corespunzător coardei egale cu fazorul este

$$\alpha_2=\pi-2\alpha_1=\mu\omega T_e.$$

Raza cercului circumscris este

$$r=\frac{\sin\alpha_1}{\sin\alpha_2}=\frac{\cos\mu\omega\frac{T_e}{2}}{\sin\mu\omega T_e}=\frac{1}{2}\frac{1}{\sin\frac{\mu\omega}{2}T_e}=\frac{1}{2}\frac{1}{\sin\pi\mu\frac{f}{f_e}}.$$

Pentru ca poligonul să fie închis trebuie ca

$$n\alpha_2=2k\pi$$

adică

$$\mu\omega T_e=\frac{2k\pi}{n}$$

sau

$$\mu\frac{f}{f_e}=\frac{k}{n}. \qquad (4)$$

În acelaşi timp este necesar ca

$$\alpha_2\neq 2k'\pi \qquad (k'=1, 2, 3\ldots) \qquad (5)$$

pentru că în caz contrar se eşantionează aceeaşi valoare, în diferite perioade şi prin urmare, în mod evident, suma lor nu poate fi nulă.

Din relația (4) rezultă că frecvența de eșantionare, pentru ca această operație să nu introducă erori, trebuie să fie

$$f_e = \frac{\mu}{k} nf \tag{6}$$

Deoarece pentru orice armonică se ia același număr de eșantioane, n, raportul $\frac{\mu}{k}$ este constant. Dacă pentru fundamentală se eșantionează k'' perioade, adică

$$n 2\pi \frac{f}{f_e} = 2k''\pi$$

sau

$$n \frac{f}{f_e} = k''$$

atunci

$$k = \mu k'' \tag{7}$$

și deci

$$f_e = \frac{n}{k''} f. \tag{6'}$$

Cu acestea, relația (5) devine

$$\frac{\mu k''}{n} \neq k' \tag{8}$$

și ea trebuie să fie satisfăcută pentru orice armonică, μ.

Din relația (6') rezultă că frecvența de eșantionare poate fi chiar mai mică decît fundamentala semnalului dacă numărul de perioade cît durează procesul, k'', este suficient de mare. În general, în teoria eșantionării se demonstrează că frecvența minimă de eșantionare este dublul celei maxime conținute în semnal. Se observă că ea poate fi mult mai mică în cazul în care interesează numai valoarea medie a semnalului.

2. ERORI DATORITĂ EȘANTIONĂRII INCORECTE

Dacă relația (4) nu este satisfăcută, înseamnă că eșantionarea introduce o eroare dată de

$$\frac{1}{n} \sum_{j=0}^{n-1} u_{m\nu} i_{m\lambda} \frac{1}{2} \cos(\mu\omega(jT_e + t_0) + \varphi) \neq 0.$$

Suma

$$\sum_{j=0}^{n-1} \cos(\mu\omega(jT_e + t_0) + \varphi)$$

este egală cu proiecția coardei AB subîntinsă de unghiul la centru $\beta = 2k\pi - n\alpha_2$ pe direcția axei de referință (fig. 2)

$$\overline{AB}=2r\sin\frac{2k\pi-n\alpha_2}{2}=2r\sin n\frac{\alpha_2}{2}=$$

$$=\frac{\sin\left(k\pi-\mu n\pi\frac{f}{f_e}\right)}{\sin\mu\pi\frac{f}{f_e}}.$$

Unghiul α_4 dintre $\overline{BA}$ şi axa de referinţă rezultă din fig. 2.

$$\alpha_4=\alpha_3+\alpha_1+\mu\omega t_0+\varphi$$

iar

$$\alpha_3=\frac{1}{2}(\pi-(2k\pi-n\alpha_2))=$$

$$=\frac{n\alpha_2-(2k-1)\pi}{2}.$$

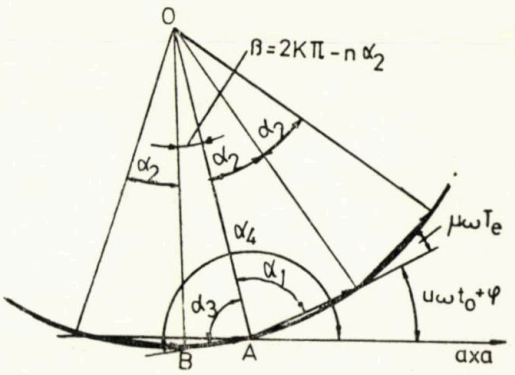


Fig. 2.

Deci

$$\alpha_4=(n-1)\pi\mu\frac{f}{f_e}-(k-1)\pi+\mu\omega t_0+\varphi.$$

Prin urmare proiecţia coardei $\overline{AB}$ este

$$\overline{AB}\cos\alpha_4=\frac{\sin\left(k\pi-\mu n\pi\frac{f}{f_e}\right)}{\sin\mu\pi\frac{f}{f_e}}\cos\left((k-1)\pi-(n-1)\mu\frac{f}{f_e}-\mu\omega t_0-\varphi\right)$$

şi eroarea absolută

$$\Delta p_{\nu\lambda}=\frac{1}{n}u_{m\nu}i_{m\lambda}\frac{1}{2}\frac{\sin\left(k\pi-\mu n\pi\frac{f}{f_e}\right)}{\sin\mu\pi\frac{f}{f_e}}\cos\left((k-1)\pi-(n-1)\mu\pi\frac{f}{f_e}-\mu\omega t_0-\varphi\right).\quad(9)$$

Pentru evaluarea acestei erori în funcţie de abaterea frecvenţei de eşantionare faţă de valoarea dată de relaţia (4) se notează

$$\Delta=\frac{k\frac{T}{\mu}-nT_e}{T}=\frac{k}{\mu}-n\frac{f}{f_e}.\quad(10)$$

Atunci eroarea (9 devine

$$\Delta p_{\nu\lambda}=\frac{1}{n}u_{m\nu}i_{m\lambda}\frac{1}{2}\frac{\sin\pi\mu\Delta}{\sin(k-\mu\Delta)\frac{\pi}{n}}\cos\left(\pi\left(\frac{k}{n}+\frac{n-1}{n}\mu\Delta\right)-\mu\omega t_0-\varphi\right)$$

iar pentru $n\gg1$

$$\Delta p_{\nu,\lambda}=u_{m\nu}i_{m\lambda}\frac{1}{2}\frac{\mu\Delta}{k-\mu\Delta}\cos\left(\pi\left(\frac{k}{n}+\frac{n-1}{n}\mu\Delta\right)-\mu\omega t_0-\varphi\right)\quad(11)$$

sau, introducînd numărul de perioade al fundamentalei în care se efectuează eșantionarea, k'', dat de relația (7), se obține

$$\Delta p_{\nu,\lambda} = u_{m\nu} i_{m\lambda} \frac{1}{2} \frac{\Delta}{k''-\Delta} \cos\left(\frac{\pi\mu}{n}(k''-(n-1)\Delta) - \mu\omega t_0 - \varphi\right). \qquad (11')$$

Pentru aprecierea corectă a erorii de eșantionare este necesar să se precizeze limitele de variație ale lui Δ. În relația de definiție (10), numărătorul este cuprins între

$$0 \leqslant k\frac{T}{\mu} - nT_e < T_e \qquad (12)$$

pentru că în caz contrar numărul de eșantionare va fi cu siguranță diferit de n, deoarece în același interval $k\frac{T}{\mu}$ dacă diferența ar fi negativă s-ar cuprinde mai puține impulsuri de eșantionare decît n, iar dacă diferența ar fi mai mare decît T_e, s-ar cuprinde mai multe.

Prin urmare se poate afirma că

$$\Delta < \frac{T_e}{T} = \frac{f}{f_e}.$$

În consecință, pentru micșorarea erorii de eșantionare, este necesar ca frecvența de eșantionare să fie mare în raport cu cea a fundamentalei semnalului. Eroarea mai poate fi redusă, la frecvență de eșantionare dată, prin creșterea numărului K'' de perioade, eșantionate. Aceste două concluzii explică de ce ordinul armonicii, μ, nu influențează eroarea, deoarece el are două efecte contrarii, de reducere a frecvenței relative de eșantionare și de creștere a duratei relative a procesului.

În legătură cu numărul de eșantionare mai trebuie făcută o precizare. El este definit de relația (12). În realitate el depinde și de momentul în care începe eșantionarea. Într-adevăr din (12) mai rezultă că

$$k\frac{T}{\mu} - (n-1)T_e \geqslant T_e$$

și deci cu notațiile din fig. 3,

$$\Delta T_1 + \Delta T_2 = k\frac{T}{\mu} - (n-1)T_e \geqslant T_e$$

Prin urmare, dacă

$$\Delta T_1 < T_e$$

și

$$\Delta T_2 > T_e$$

atunci în intervalul $k\frac{T}{\mu}$ se cuprind n eşantioane (la $n-1$ intervale T_e corespund n eşantioane). Dar deoarece

$$\Delta T_1+\Delta T_2>T_e$$

se pot ivi situaţii în care

$$\Delta T_1>T_e$$

sau

$$\Delta T_2>T_e$$

deci este posibilă luarea unui eşantion în plus (fig. 4). Evident că în acest caz $(n+1)\ T_e>k\frac{T}{\mu}$ şi diagrama fazorială se prezintă ca în fig. 5.

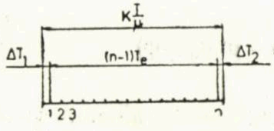


Fig. 3.

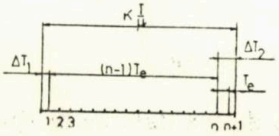


Fig. 4.

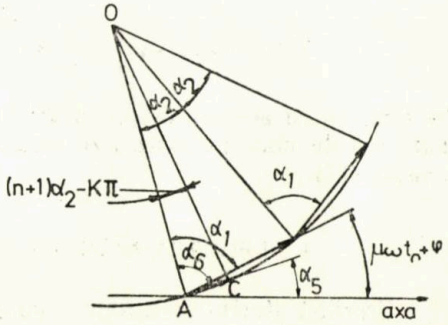


Fig. 5

Eroarea este dată în acest caz de proecţia segmentului $\overline{AC}$ pe direcţia axei de referinţă

$$\overline{AC}=2r\sin\frac{(n+1)\,\alpha_2-2k\pi}{2}=\frac{\sin\left|\frac{n+1}{n}\,\pi\,(k-\mu\Delta)-k\pi\right|}{\sin\frac{\pi}{n}\,(k-\mu\Delta)}=\frac{\sin\frac{\pi}{n}\,(k-\Delta(n+1))}{\sin\frac{\pi}{n}(k-\mu\Delta)}.$$

Unghiurile rezultă din diagramă (fig. 5)

$$\alpha_5=\alpha_1-\mu\omega t_0+\varphi-\alpha_6$$

$$\alpha_6=\frac{1}{2}\,[\pi-(n+1)\,\alpha_2+2k\pi]=\frac{2k+1}{2}\,\pi-\frac{n+1}{2}\,\alpha_2.$$

Prin urmare

$$\alpha_5=-\pi\mu\Delta+\mu\omega t_0+\varphi$$

și deci eroarea obține expresia

$$\Delta' p_{\nu\lambda} = u_{m\nu} i_{m\lambda} \frac{1}{2} \frac{1}{n+1} \cdot \frac{\sin \frac{\pi}{n} (k - \mu\Delta (n+1))}{\sin \frac{\pi}{n} (k - \mu\Delta)} \cos (\pi\mu\Delta - \mu\omega t_0 - \varphi)$$

care la $n \gg 1$, devine

$$\Delta' p_{\nu\lambda} = u_{m\nu} i_{m\lambda} \frac{1}{2} \cdot \frac{\frac{k}{n+1} - \mu\Delta}{k - \mu\Delta} \cos (\pi\mu\Delta - \mu\omega t_0 - \varphi). \tag{11''}$$

Pentru o interpretare mai simplă a acestei expresii ea poate fi pusă sub forma

$$\Delta' p_{\nu\lambda} = u_{m\nu} i_{m\lambda} \frac{1}{2} \frac{n}{n+1} \cdot \frac{\mu \left(-\Delta + \frac{f}{f_e} \right)}{k - \mu\Delta} \cos (\pi\mu\Delta - \mu\omega t_0 - \varphi).$$

Se observă că această eroare devine minimă cînd Δ tinde spre valoarea sa limită și este maximă pentru Δ minim. Ea însă nu depășește valoarea dată de relația (11).

3. ALEGEREA MOMENTULUI ÎNCEPERII EȘANTIONĂRII

Erorile datorită eșantionării cu o frecvență diferită de cea dată de relația (6) pot fi mult reduse prin alegerea potrivită a momentului începerii eșantionării, astfel încît

$$\cos \left(\pi \left| \frac{k}{n} + \frac{n-1}{n} \mu\Delta \right| - \mu\omega t_0 - \varphi \right) \approx 0 \tag{13}$$

respectiv

$$\cos (\mu\pi\Delta - \mu\omega t_0 - \varphi) \approx 0 \tag{14}$$

după cum sînt prelevate n eșantioane sau $n+1$.

În primul caz rezultă

$$\mu\omega t_0 + \varphi = \mp \frac{\pi}{2} + \left| \frac{k}{n} + \frac{n-1}{n} \mu\Delta \right| \tag{13'}$$

Desigur că această condiție greu poate fi îndeplinită exact, pentru că ea presupune determinarea experimentală a lui Δ și apoi calculul corecției.

Se observă că momentul optim de începere a eșantionării depinde de ordinul armonicii, ceea ce nu poate fi respectat practic. De aceea el se va alege în funcție de componenta cea mai importantă din putere care este evident cea dată de fundamentalele din tensiune și curent. Chiar și pentru această componentă nu se poate alege momentul care să ducă la anularea erorii, dar se poate stabili în așa fel încît să rezulte o reducere importantă a ei.

La valori mari ale lui n, dacă

$$\mu\omega t_0+\varphi=\pm\frac{\pi}{2} \qquad (\mu=2 \text{ pentru fundamentala})$$

atunci

$$\cos\left(\pi\left(\frac{k}{n}+\frac{n-1}{n}\mu\Delta\right)-\mu\omega t_0-\varphi\right)=\sin\pi\left(\frac{k}{n}+\frac{n-1}{n}\mu\Delta\right)$$

are o valoare foarte mică.

Prin urmare, în acest caz, se recomandă ca eşantionarea să se facă începînd cu momentul în care componenta alternativă a puterii are valoarea apropiată de zero, sau dacă se eşantionează tensiunea şi curentul, cînd acestea sînt în jurul valorii lor medii.

Afirmaţia de mai sus nu mai este valabilă dacă n este mic.

De exemplu pentru $k=1$, $n=2$, $\mu=1$, condiţia (13') devine

$$\omega t_0+\varphi=\mp\frac{\pi}{2}+\frac{\pi}{2}+\pi\frac{\Delta}{2}.$$

Cu o soluţie

$$\omega t_0+\varphi=\pi\frac{\Delta}{2} \quad \text{sau} \quad t_0=T\frac{\Delta}{4}-\frac{\varphi}{\omega}.$$

În acest caz din relaţia (10) rezultă

$$T_e=\frac{T}{2}-\Delta\frac{T}{2}$$

şi din fig. 6 se observă imediat că din cauza simetriei, suma celor două eşantioane este nulă. În funcţie de modul în care se fixează intervalul în care se efectuează eşantionarea pot fi prelevate în perioada T şi 3 eşantioane. Dacă se respectă condiţia de mai sus, eroarea este foarte mare dată chiar de valoarea celui de al treilea eşantion. În acest caz ar trebui începută eşantionarea conform condiţiei (14), adică la

$$t_0=\mp\frac{T}{4}-\frac{\varphi}{\omega}+T\frac{\Delta}{2}.$$

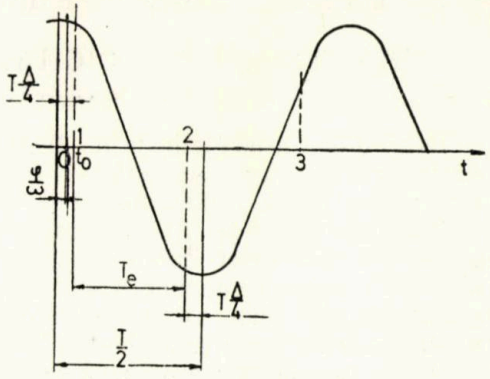


Fig. 6.

În acest exemplu, două eşantioane rezultă dacă operaţia se execută, de exemplu între $t=-\frac{T}{2}$ şi $t=\frac{T}{2}$, iar 3 eşantioane, între $t=0$ şi $t=T$.

4. CONCLUZII

Procesul de eşantionare, la măsurarea puterii, prezintă particularităţi prin faptul că se urmăreşte doar determinarea valorii medii a semnalului şi nu reconstituirea completă a sa. Pentru evitarea apariţiei unor erori datorate eşantionării este nevoie ca frecvenţa de eşantionare să îndeplinească o anumită condiţie (6). Spre deosebire de concluzia generală a teoremei eşantionării, ea nu trebuie să fie neapărat mare în raport cu frecvenţa semnalului. Aplicarea acestei proceduri ar necesita fie un multiplicator de frecvenţă pentru obţinerea impulsurilor de eşantionare, fie un generator de eşantionare cu frecvenţă reglabilă, funcţie de cea a semnalului.

La nerespectarea riguroasă a condiţiei (6), se introduc erori care se pot reduce prin creşterea frecvenţei de eşantionare, prelungirea procesului mai multe perioade şi alegerea corespunzătoare a momentului începerii eşantionării.

Intrat la redacţie la 7.III.1973.

ПОГРЕШНОСТИ ДИСКРЕТИЗАЦИИ ПО ВРЕМЕНИ ПРИ ИЗМЕРЕНИИ МОЩНОСТИ

(РЕЗЮМЕ)

Представлен метод расчета погрешностей введенных процессом дискретизации по времени при измерении мощности и анализ способов понижения погрешностей.

Погрешности могут быть нулевыми если соблюдается определенное отношение между частотой отсчета и частотой измерительного сигнала. Однако, данное условие отличается от результирующего из теоремы дискретизаций, так как определяется только среднее значение сигнала. При несоблюдении данного условия вводятся погрешности, значение которых понижается в зависимости от повышения частоты отсчета и числа периодов отсчетов, а также если момент начала процесса дискретизации выбирается соответственным образом.

ABTASTFEHLER BEI DIGITALER LEISTUNGSMESSUNG

(ZUSAMMENFASSUNG)

Es wird eine neue Methode zur Berechnung der bei der digitalen Leitungsmessung enstandenen Abtastfehler behandelt und die Möglichkeit für die Verringerung dieser Fehler analysiert.

Wenn zwischen der Abtastfrequenz und der Frequenz des zu messenden Signals ein bestimmter Zusammenhang besteht, dann sind die Abtastfehler gleich Null. Diese Bedingung weicht jedoch von der aus dem Abtasttheorem abgeleiteten Gleichung ab und zwar deswegen, weil man nur die Erhaltung des Mittelwertes der Signale bestrebt.

Wenn die obengenannte Bedingung nicht genau erfüllt wird, dann entstehen Fehler die kleiner werden, je höher die Abtastfrequenz und je grösser die Zahl der abgetasteten Perioden sind, bzw. wenn die Abtastung um einen gewissen Zeitpunkt anfängt.

Buletinul ştiinţific şi tehnic al I.P.T.
Seria electrotehnică
Tom. 18 (32) fasc. 2/1973.

БЫБОР НОМИНАЛЬНЫХ ПАРАМЕТРОВ МОДЕЛИ ЛИНИЙ ЭЛЕКТРОПЕРЕДАЧИ (Л.Э.П.) ВЫСОКОГО НАПРЯЖЕНИЯ

В. НЕГРУ, ЕКАТЕРИНА ПОП

При построении физических моделей линии электропередачи высокого напряжения, важнейшим вопросом является воспроизведение частотных характеристик параметров прямой и нулевой последовательностей реальной линии. Использование, при моделировании, цепочечных схем типа *RLC* (рис. 1), содержащих индуктивностей со стальным сердечником, обеспечивает хорошую аппроксимацию этих характеристик одновременно со значительным уменьшением геометрических размеров модели.

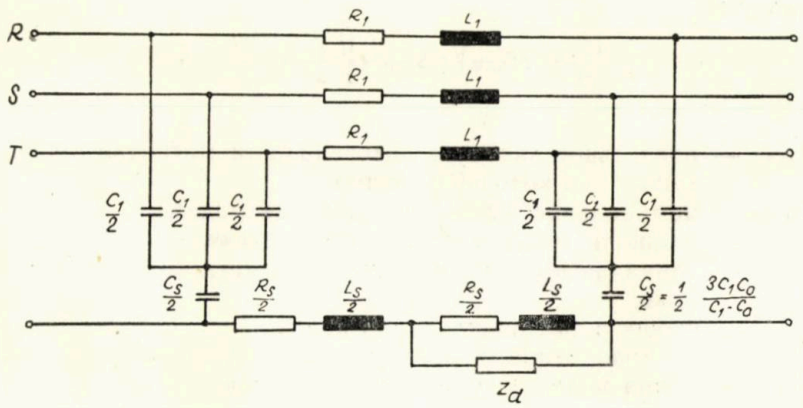


Рис. 1. Схема ячейки модель линий.

Однако, магнитный сердечник неблагоприятно влияет с точки зрения работы модели, так как её параметры зависят од величины тока через катушку, т. е. от интенсивности магнитного поля в сердечнике [1]. Для того, чтобы характеристика магнитного материала сердечника не повлияла над режимом работы модели, необходимо обеспечить ограничение тока в индуктивности до значения насыщения. Иными словами, для того чтобы модель воспроизводила без дополнительных искажений физичес-

кие процессы которые имеют место в реальной линии, небходимо удовлетворение следующего неравенства :

$$\frac{I_{\text{макс}}}{I_{L\text{ном}}} < \frac{I_{\text{нас}}}{I_{\text{мном}}} \tag{1}$$

где :

$I_{\text{макс}}$ — максимальное значение тока на линию электропередачи,
$I_{L\text{ном}}$ — номинальное значение тока на линию электропередачи,
$I_{\text{нас}}$ — ток насыщения катушки,
$I_{\text{мном}}$ — номинальное значение тока модели линии.

Так как $I_{\text{Мном}}$ и $I_{\text{нас}}$ можно выразить формулами :

$$I_{\text{мном}} = \frac{U_{\text{мном}}}{Z}, \quad I_{\text{нас}} = \frac{H_{\text{нас}} \cdot l_M}{W}, \tag{2}$$

где число витков катушки W, зависит от индуктивности L моделируемого участка линии Δl

$$W = \sqrt{\frac{L \cdot l_M}{\mu S}} = \sqrt{\frac{Z \cdot \Delta l \cdot l_M}{v \mu S}} \tag{3}$$

получается :

$$\frac{I_{\text{нас}}}{I_{\text{мном}}} = H_{\text{нас}} \sqrt{\mu S l_M v} \cdot \sqrt{\frac{Z}{\Delta l}} \cdot \frac{1}{U_{\text{мном}}}, \tag{4}$$

где :

$H_{\text{нас}}$ — предельное значение интенсивности магнитного поля катушки при которой $\mu = \text{const.}$,
$U_{\text{мном}}$ — номинальное фазное напряжение модели,
S — площадь сечения магнитного сердечника,
l_M — длина средней силовой линии магнитного поля H в сердечнике,
v — скорость распространения волны,
Z — волновое сопротивление прямой последовательности линии,
Δl — длина моделируемого участка нинии.

На рис. 2 приведены кривые изменения отношения $I_{\text{нас}}/I_{\text{мном}}$ в зависимости от номинального напряжения модели $U_{\text{мном}}$, при двух значениях длины моделируемого участка Δl. Расчеты велись для альсиферовых сердечников типа ТЧ-60 [2], характеризованных магнитной проницаемости в относительно слабых полях ($H < 2000$ А/м) практически постоянной и равной $\mu = 4\pi \cdot 10^{-7}$. 60 гН/м в широких пределах частот ($f \leqslant 10$ кгц) и очень малых значений коэффициентов потерь (рис. 3). Считая масштаб сопротивлений $m_z = 1$ и $Z = 400\ \Omega$ для линий 110—220 кв и $Z = 300\ \Omega$ для линий 400—500 кв, номинальное напряжение модели выбирается в зависимости от возможной величины отношения $I_{\text{макс}}/I_{\text{ном}}$.

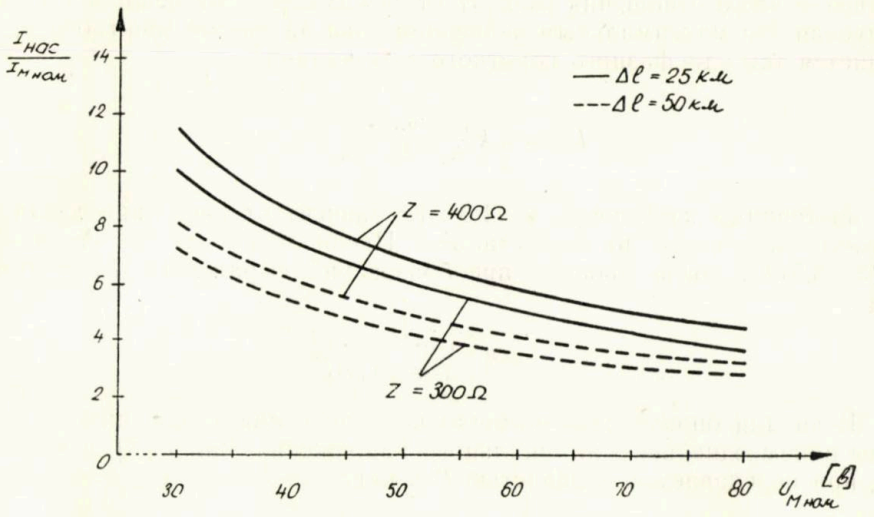


Рис. 2. Отношение Iнас /Iмном для модели линии 110—220 кв ($Z = 400\ \Omega$) и 400—500 кв ($Z = 300\ \Omega$) при : ___ $\Delta l = 25$ км и ..... $\Delta l = 50$ км.

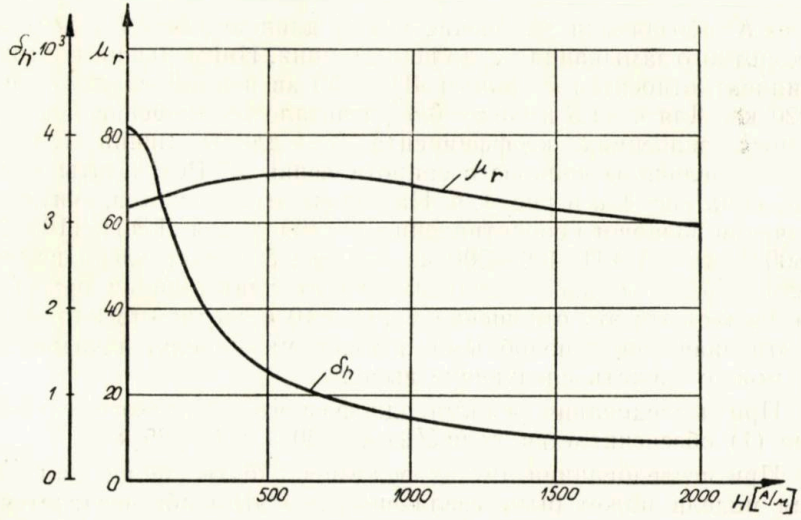


Рис. 3. Магнитные характеристики альсиферовых сердечников типа ТЧ-60.

Значение этого отношения зависит от режима работы реальной линии; допуская что максимальным значением тока на линию электропередачи является ток однофазного короткого замыкания:

$$I_{\text{макс}} = k\frac{\sqrt{3}U_{\text{ном}}\cdot 10^3}{X_1+X_2+X_0}, \tag{5}$$

где постоянный коэфициент $k=1{,}3\div 1{,}8$ зависит от растояния места короткого замыкания до шин станции. Предпологая что $X_1=X_2$ и $X_0=(3\div 3{,}5)X_1$, после простых преобразований выражение (5) получает вид:

$$I_{\text{макс}} = k\frac{\sqrt{3}\cdot U_{\text{ном}}\cdot 10^3}{(5\div 5{,}5)\lambda Z l_x}. \tag{6}$$

Если для определения номинального тока, линии, исходим от величины наизыгоднейщего номинального напряжения линии [3] длиною l в км, при передаваемой мощностью P в квт:

$$U_{\text{ном}} = \sqrt{P(0{,}1+0{,}015\sqrt{l})}, \tag{7}$$

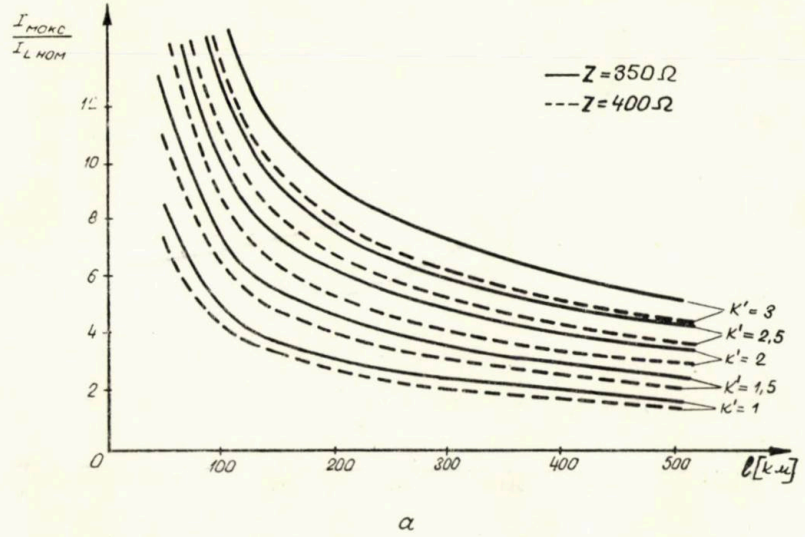
отношение $I_{\text{макс}}/I_{L\text{ном}}$, получает следующий вид:

$$\frac{I_{\text{макс}}}{I_{L\text{ном}}} = (5{,}22\div 5{,}74)\,10^7\,k\cos\varphi\left(\frac{1}{l}+\frac{0{,}015}{\sqrt{10l}}\right)\frac{K'}{Z} \tag{8}$$

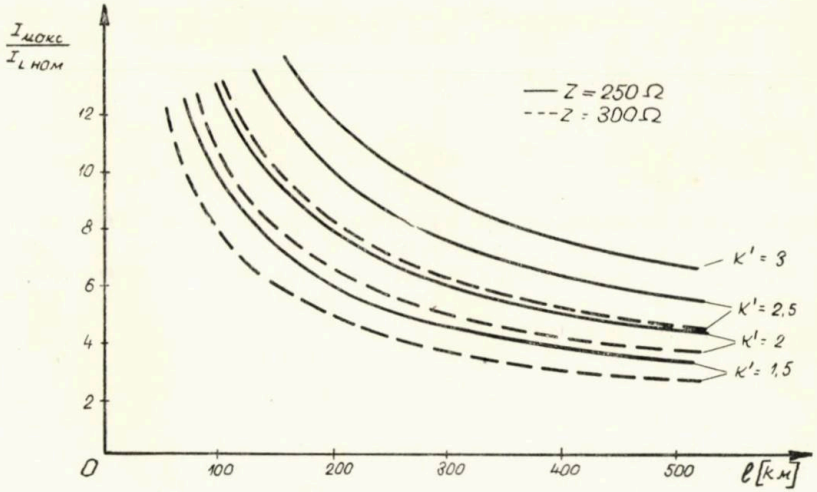
где через K' обозначили отношение между длиною линии l и растоянием места короткого замыкания l_x до шин станции. Найменьший постоянный коэффициент относится k линиям 400—500 кв и найбольший k линиям 110—220 кв. Для $\kappa=1{,}5$ и $\cos\varphi=0{,}8$, расчиталось отношение $I_{\text{макс}}/I_{L\text{ном}}$ при разных значениях коэффициента K', длины линии l, в зависимости от величины волнового сопротивления Z. Результаты расчетов приведены на рис. 4, *а* и рис. 4, *б*. На основе этих расчетов, считая средние значения волнового сопротивления $Z=400\,\Omega$, для Л.Э.П. 110—220 кв и $Z=300\,\Omega$, для Л.Э.П. 400—500 кв, на рис. 5 представлено изменение отношения $I_{\text{макс}}/I_{L\text{ном}}$ в зависимости от длины линии при $K'=2{,}5$, откуда следует что это отношение меньше 10 и соответственно. 8. Сравнивая эти значения с подобными значениями модели, показаными на рис. 2, можно сделать следующие выводы:

1) При исследовании режима однофазного короткого замыкания, условие (1) обеспечивается, если $U_{\text{мном}}=30$ в и $\Delta l=25$ км.

2) При исследованиии других режимов работы линии, напряжение питания модели может быть увеличена; при этом обеспечивается найлущую аппроксимацию частотных характеристик реальной линии и уменьшение погрешностей воспроизведения перенапряжений.



а



б

Рис. 4. Значение отношения $I_{макс}/I_{L\,ном}$ для реальных линий:
а) $U_{ном}$=110—220 кв (——Z=350 Ω; — — — Z=400 Ω);
б) $U_{ном}$=400—500 кв (——Z=250 Ω; — — — Z=300 Ω).

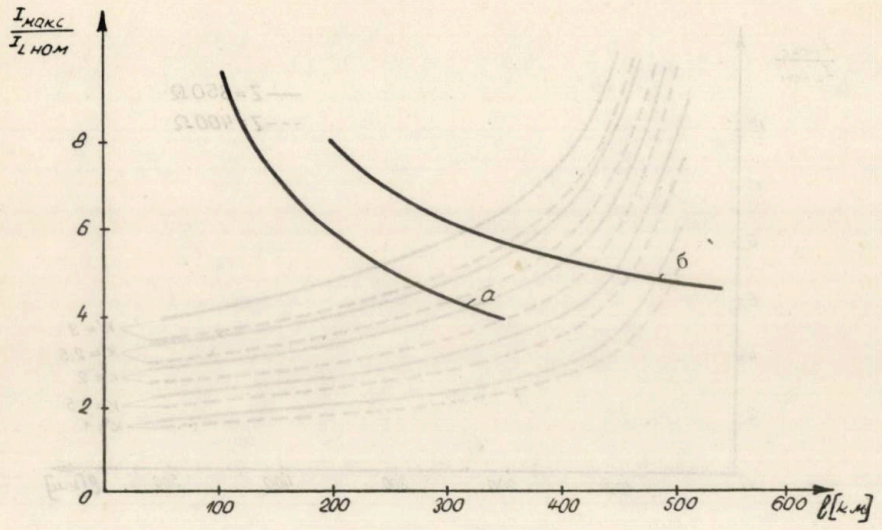


Рис. 5. Значение отношения Iмакс/I_Lном для Л.Э.П. 110—220 кв (кривая а) и 400—500 кв (кривая б).

3) Погрешности воспроизведения на модель коэффициента распространения и волнового сопротивления

$$\Delta(\gamma l) \cong \frac{\omega^2 \cdot \Delta l^2}{24\, v^2}, \quad \Delta(Z) \cong \frac{\omega^2 \cdot \Delta l^2}{8\, v^2}, \tag{9}$$

а также номер высшей гармоники передаваемой через модель без искажений [4]

$$m \leqslant \frac{2v}{\omega \cdot \Delta l}, \tag{10}$$

уменьшаются и соответственно увеличивается по мере уменьшения длины моделируемого участка линии Δl. Поэтому величина Δl выбирается по возможности наименьшей, на основе отношений Iнас/Iмном и Iмакс/I_Lном.

Intrat la redacție la 21.V.1973.

ЛИТЕРАТУРА

1. В. Негру, Екатерина Поп, К вопросу моделирования частотных характеристик линий электропередачи высокого напряжения, Buletinul ştiinţific şi tehnic al I. P. Timişoara, Seria Electrotehnică, Tomul 17(31), Fascicola 2, 1972.
2. Л. И. Рябкин, *Высокочастотные феромагнетики*, Физматгиз Москва, 1960, стр. 459.
3. Н. А. Мельников, С. С. Рокотян, А. Н. Шеренцис, *Проектирование электрической части воздушных линий электропередачи* 330—500 *кв*, *Г,Э.И.* Москва-Ленинград, 1963, стр. 100.
4. V. A. Venikov, *Aplicarea teoriei similitudinii şi modelării în electroenergetică*, Ed. Tehnică, Bucureşti, 1972, pag. 188.

ALEGEREA PARAMETRILOR NOMINALI AI MODELULUI LINIILOR ELECTRICE AERIENE (LEA) DE ÎNALTĂ TENSIUNE

(REZUMAT)

În lucrare se analizează problema alegerii tensiunii nominale a unui model al LEA de înaltă tensiune. Pornind de la caracteristicile materialului magnetic utilizat pentru realizarea bobinelor lanțului de cuadripoli *RLC* și de la caracteristicile liniei reale, se stabilesc relații de calcul pentru determinarea tensiunii nominale a modelului.

Rezultatele analitice sînt prezentate sub formă de grafice pentru o gamă largă a parametrilor LEA 110—220 kV, respectiv 400—500 kV și pentru diferite valori ale lungimii modelate de un cuadripol.

LE CHOIX DES PARAMÈTRES NOMINAUX D'UN MODÈLE DE LIGNE ÉLECTRIQUE AÉRIENNE À HAUTE TENSION

(RÉSUMÉ)

Dans le présent ouvrage est analysé le problème du choix de la tension nominale d'un modèle de ligne électrique aérienne à haute tension, réalisé sous la forme d'une chaîne à quadripoles *RLC* avec des bobines à noyaux magnétiques.

En tenant compte des caractéristiques de la ligne réelle, de même que des caractéristiques du matérial magnétique du noyau utilisé pour les bobines, on y établit des relations pour le calcul de la tension nominale du modèle.

Les résultats analytiques sont présentés sous forme de diagrammes graphiques pour un large domaine des paramètres concernant les lignes de 110—220 kV et de 400—500 kV, et pour de diverses valeurs de la longueur de ligne modélée par un quadripole.

Buletinul ştiinţific şi tehnic al I.P.T.
Seria electrotehnică
Tom. 18 (32) fasc. 2/1973.

PROCEDEU PENTRU IDENTIFICAREA UNOR SISTEME LINIARE

DE

T. DRAGOMIR, N. BUDIŞAN, ELENA DRAGOMIR

1. INTRODUCERE

În ultimul timp se constată o dezvoltare continuă a domeniului identificării proceselor automatizate şi instituirea acestuia într-un capitol aparte al automaticii [1]. Avantajele oferite de calculatoarele electronice au creat posibilitatea soluţionării unor noi probleme de identificare [2], [3], [4].

În lucrare se prezintă un nou procedeu de identificare a sistemelor liniare, care se încadrează în rîndul procedeelor ce aparţin metodei deterministice de considerare a curbelor experimentale ca soluţii ale unor ecuaţii diferenţiale liniare cu coeficienţi constanţi [1]. Pentru aplicarea procedeului se recomandă recurgerea la aportul calculatorului numeric şi a celui de birou. Avantajele caracteristice procedeului sînt prezentate în ultima parte a lucrării.

2. DEDUCEREA ECUAŢIILOR UTILIZATE ŞI PREZENTAREA PROCEDEULUI

Se iau în considerare numai sistemele dinamice monovariabile (fig. 1), liniare, continuue, invariante în timp, cu parametrii concentraţi [5], cu autoreglare şi fără autoreglare, a căror comportare dinamică în domeniul timpului se poate exprima prin ecuaţia diferenţială:

$$a_n e^{(n)} + \ldots + a_1 \dot{e} + e = f_0(t), \tag{1}$$

unde

$$f_0(t) = \begin{cases} K_p \cdot i(t) & \text{pentru sistemele cu } \textit{autoreglare}; \\ K_I \int_0^t i(t)\,dt & \text{pentru sistemele } \textit{fără autoreglare}. \end{cases}$$

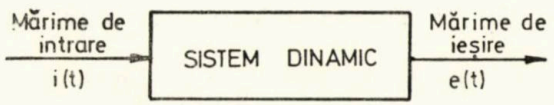


Fig. 1.

Ca urmare, modelul matematic al acestor sisteme se poate considera determinat atunci cînd, după stabilirea structurii ecuaţiei (1) şi a procedeului de identificare ce va fi folosit [6], se obţin coeficienţii a_i şi coeficientul K_p sau K_i.

Mărimile de intrare $i(t)$ şi de ieşire $e(t)$ se presupun înregistrabile în timp şi în consecinţă cunoscută variaţia lor din momentul $t=0$, identic cu cel din care începe să se modifice $i(t)$, pînă la un moment dat t_m. Din punctul de vedere al procedeului de identificare *nu se impun restricţii privind forma variaţiei în timp a mărimii de iutrare* $i(t)$ *şi alegerea momentului* t_m. Se consideră cunoscute valorile iniţiale ale mărimii de ieşire şi a derivatelor ei : $e(0)$, $\dot{e}(0)$, ..., $e^{(n-1)}(0)$.

Relaţiile utilizate se vor prezenta pentru două categorii de situaţii posibile :

a) — situaţiile în care atît mărimea de intrare cît şi cea de ieşire, începînd cu un moment dat t_S, fie că ating valori staţionare, fie că ajung într-un regim de variaţie cu viteză constantă ;

b) — restul situaţiilor, pentru care nu sînt îndeplinite condiţiile expuse mai sus (cazul general).

a) Din prima categorie menţionată mai sus fac parte, spre exemplu, situaţiile în care mărimea de intrare este un semnal treaptă ideal sau real (cu o variaţie oarecare Δi între valoarea iniţială i_0 şi valoarea staţionară finală $i_0+\Delta i$), sau un semnal impuls. Valorile lui K_p şi K_I se calculează cu relaţii cunoscute [7] :

$$K_p=\frac{1}{\Delta i}\cdot\lim_{t\to t_m} e(t)\,;\quad K_I=\frac{1}{\Delta i}\cdot\lim_{t\to t_m}\dot{e}(t) \tag{2}$$

atunci cînd $i(t)$ este un semnal treaptă şi

$$K_p=\frac{\int_0^{t_m} e(t)\,dt}{\int_0^{t_m} i(t)\,dt}\,;\quad K_I=\frac{\lim_{t\to t_m} e(t)}{\int_0^{t_m} i(t)\,dt} \tag{3}$$

atunci cînd $i(t)$ este un semnal impuls cu variaţia maximă Δi, iar

$$t_m\approx(1{,}1-1{,}2)t_S. \tag{4}$$

Figurile 2 şi 3 ilustrează modul de utilizare a relaţiilor (2) în cazul unor sisteme cu comportare aperiodică, cu autoreglare (fig. 2) şi fără autoreglare (fig. 3).

Se normează [7], [1] mărimea de ieşire conform relaţiilor :

$$h(t)=\frac{1}{K_p\Delta i}\,e(t)=\frac{1}{\lim\limits_{t\to t_m} e(t)}\,e(t) \tag{5}$$

pentru sistemele cu comportare proporțională și

$$h(t)=\frac{1}{K_I\Delta i}\,e(t) \tag{6}$$

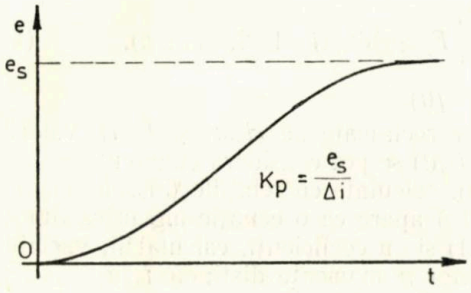


Fig. 2.

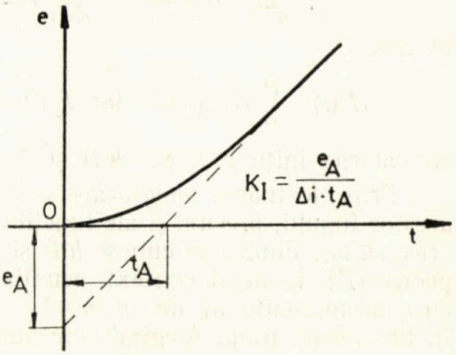


Fig. 3.

pentru sistemele cu comportare integrală. Ecuația diferențială (1) devine :

$$a_n h^{(n)} + \ldots + a_1\dot{h} + h = f(t) \tag{7}$$

cu

$$f(t)=\begin{cases}\dfrac{1}{\Delta i}\,i(t) & \text{pentru sistemele cu autoreglare,}\\[2ex] \dfrac{1}{\Delta i}\displaystyle\int_0^t i\,dt & \text{pentru sistemele fără autoreglare.}\end{cases} \tag{7'}$$

și cu valori inițiale h_0, $\dot{h}_0$, ... , $h_0^{(n-1)}$ cunoscute, calculate cu relația (5).

Pentru calcularea coeficienților $a_w (w=n,\ n-1,\ \ldots,\ 1)$ sînt necesare n integrări, membru cu membru, ale ecuației (7), de la 0 la t. După o primă integrare se obține :

$$a_n h^{(n-1)} + \ldots + a_2\dot{h} + a_1 h - \sum_{j=1}^{n} a_j h_0^{(j-1)} = \int_0^t (f(t) - h(t))\,dt. \tag{8}$$

Cea de-a doua integrare se efectuează asupra ecuației (8) rezultînd :

$$a_n h^{(n-2)} + \ldots + a_2 h + a_1 \int_0^t h(t)\,dt - t\sum_{j=1}^{n} a_j h_0^{(j-1)} - \sum_{j=2}^{n} a_j h_0^{(i-2)} =$$

$$= \int_0^t \int_0^t (f(t) - h(t))\,dt \tag{9}$$

Restul integrărilor, începînd cu cea de-a treia care se efectuează asupra ecuaţiei (9), conduc în final la relaţia:

$$\sum_{w=1}^{n}\left(H_{n-w}(t) - \sum_{m=1}^{w} \frac{t^{n-m}}{(n-m)!}\, h_0^{(w-m)} \right) a_w = F_n(t) - H_n(t) \tag{10}$$

în care

$$H_j(t) = \int_0^t H_{j-1}(t)\mathrm{d}t, \text{ iar } F_j(t) = \int_0^t F_{j-1}(t)\mathrm{d}t, \ (j=1, 2, \ldots, n), \tag{11}$$

cu valorile iniţiale $H_0(t)=h(t)$ şi $F_0(t)=f(t)$.

Prin efectuarea *integrărilor succesive* reclamate de $H_n(t)$ şi $F_n(t)$, valorile acestor funcţii, precum şi ale funcţiilor $H_j(t)$ se pot considera cunoscute pentru orice $t \leqslant t_m$, fiindcă se cunosc $h(t)$ şi $f(t)$, calculate cu relaţiile (5) sau (6), respectiv (7'). În acest context, ecuaţia (10) apare ca o ecuaţie algebrică liniară cu n necunoscute a_w $(w=n, n-1, \ldots 1)$ şi cu coeficienţi, calculabili, variabili în funcţie de timp. Alegînd corespunzător n momente distincte $t_1, t_2, \ldots, t_n$ în intervalul $(0, t_{max}]$, problema determinării coeficienţilor necunoscuţi se reduce la cea a rezolvării unui sistem algebric liniar de n ecuaţii cu n necunoscute:

$$[x]\,[a] = [\delta] \tag{12}$$

în care

$[x]$ este matricea pătrată $(n \times n)$ a coeficienţilor, cu

$$\varkappa_{pq} = H_{q-1}(t_p) - \sum_{m=1}^{n-q+1} \frac{t_p^{n-m}}{(n-m)!}\, h_0^{(n-m-q+1)} \tag{13}$$

$[a]=[a_n\ a_{n-1} \ldots a_1]_T$ matricea coloană a necunoscutelor (T indicînd operaţia de transpunere a matricei căreia îi este asociat), iar

$$[\delta] = [\delta(t_1)\ \delta(t_2) \ldots \delta(t_n)]_T,$$

cu

$$\delta(t) = F_n(t) - H_n(t), \tag{14}$$

este matricea coloană a termenilor liberi.

b) În situaţiile pentru care, din diverse motive, K_p şi K_I nu se pot calcula în prealabil cu relaţii de genul relaţiilor (2) şi (3), iar stabilirea unui moment t_S este lipsită de sens, urmînd raţionamentul prezentat mai sus, cele $n+1$ necunoscute $a_n, a_{n-1}, \ldots, a_1$ şi K_p sau K_I se obţin prin rezolvarea în final a unui sistem algebric liniar, de $(n+1)$ ecuaţii cu $(n+1)$ necunoscute, cu coeficienţii şi termenii liberi determinaţi corespunzător alegerii, de data aceasta, a $(n+1)$ momente distincte $t_1, t_2, \ldots, t_{n+1}$ în intervalul $(0, t_m]$:

$$[\varepsilon]\begin{bmatrix} [a] \\ [K] \end{bmatrix} = -[E]. \tag{15}$$

Noile notații au următoarea semnificație:

$[\varepsilon]$ — matricea pătrată $((n+1)\times(n+1))$ a coeficienților cu

$$\varepsilon_{pq}=E_{q-1}(t_p)-\sum_{m=1}^{n+q+1}\frac{t_p^{n-m}}{(n-m)!}e^{(n-m-q+1)}$$

pentru $q\neq n+1$ și

$$\varepsilon_{p,n+1}=-I_n(t_p),\ \text{unde}\ E_j(t)=\int_0^t E_{j-1}(t)\mathrm{d}t,$$

iar $I_j(t)=\int_0^t I_{j-1}(t)\mathrm{d}t$, $(j=1, 2, \ldots, n)$ cu valorile

inițiale $E_0(t)=e(t)$ și $I_0(t)=\frac{f_0(t)}{K}$;

$[K]$ — o matrice cu un singur element, $K=K_p$ sau $K=K_I$, după cum sistemul este cu autoreglare sau fără autoreglare;

$\begin{bmatrix}[a]\\[K]\end{bmatrix}$ — matricea compusă, coloană a necunoscutelor;

$[E]=[E_n(t_1)E_n(t_2)\ \ldots\ E_n(t_{n+1})]_T$ — matricea coloană a termenilor liberi.

Procedeul de identificare este de acuma evident:

— dacă problema se încadrează în cazul (a) se calculează K_p și K_I cu relațiile (2)—(4) și valorile normate ale mărimii de ieșire cu relațiile (5) și (6). Cu relațiile (11) se calculează integralele succesive $H_j(t)$ și $F_j(t)$ pe intervalul $(0, t_m]$. Operațiile se fac de un calculator numeric, care listează valorile integralelor cu un pas de integrare Δt ales de utilizator. Se aleg n momente t_p pentru care se cunosc valorile integralelor amintite din tabelele listate și se calculează (la un calculator de birou) coeficienții (13) și termenii liberi (14) ai sistemului (12) care apoi se rezolvă fie cu ajutorul calculatorului numeric, fie cu ajutorul calculatorului de birou în funcție de numărul ecuațiilor sale;

— dacă problema se încadrează în cazul (b) se trece direct la calculul integralelor succesive $E_j(t)$ și $I_j(t)$ urmîndu-se în continuare aceleași etape ca mai înainte, pînă la rezolvarea sistemului (15).

Relativ la procedeul prezentat se impun unele *considerații practice*. Analiza și prelucrarea mărimilor înregistrate se efectuează prin metodele comune procedeelor de identificare cu semnale de probă deterministe [1]. În acest sens se au în vedere: stabilirea liniarității și modelului matematic al sistemului, filtrarea perturbațiilor, determinarea timpului mort și alegerea pasului de înregistrare a diagramelor de variație în timp a mărimilor de intrare și de ieșire, estimarea valorilor derivatelor care apar în relația (1) la momentul $t=0$.

Timpul total de înregistrare nu e necesar să corespundă atingerii regimului staționar. Această remarcă este specifică procedeului prezentat și trebuie interpretată după cum se arată în continuare. Înregistrarea se poate face în mod continuu pînă în momentul t_{max} și în acest caz problema practică aparține situațiilor (b). Atunci cînd sistemul este excitat cu semnale treaptă înregistra-

rea se poate face în mod continuu pînă la un moment $t_C < t_S$ şi apoi să se reia pe intervalul $[t_S, t_m]$. De data aceasta integralele succesive se calculează numai pe primul interval de înregistrare $[0, t_C]$, cel de al doilea $[t_S, t_m]$ fiind utilizat pentru determinarea lui K_p sau K_I. În acest caz problema practică aparţine situaţiilor (a). În fine, tot în situaţiile (a) se încadrează cazurile pentru care înregistrarea mărimilor de intrare şi de ieşire se face pe întreg intervalul $[0, t_m]$, pentru $t_m > t_S$, ca şi în cazul altor procedee cunoscute [1], [7], [8], [9], [10].

O remarcă se cuvine şi referitor la integralele succesive $H_j(t)$ şi $F_j(t)$ sau $E_j(t)$ şi $I_j(t)$. Precizia cu care acestea se efectuează este de o deosebită importanţă. În consecinţă utilizatorului i se recomandă să aleagă o metodă numerică de integrare a unei funcţii tabelate cu o precizie cît mai mare, folosind paşi de integrare suficient de mici.

Problema alegerii momentelor t_p este proprie procedeului. Acestea se stabilesc corespunzător unor *puncte specifice* care pot apare în înregistrările amintite mai sus şi în special în cea a mărimii de ieşire: puncte de extrem, puncte de inflexiune, puncte în care tangenta are orientări particulare. În cazul considerării unei ecuaţii diferenţiale de un ordin mai mare decît numărul punctelor specifice, completarea şirului de momente t_p se face cu puncte distribuite în principal pe intervalul $(0, 1 \cdot t_m — 0{,}6 \cdot t_m)$, pentru care erorile cumulate prin integrare sînt relativ mici.

3. CÎTEVA CONSIDERAŢII PRIVIND APLICAREA PROCEDEULUI ÎN CAZUL SISTEMELOR LINIARE OSCILANTE DE ORDINUL III CU AUTOREGLARE

Se cunoaşte că asociind unui sistem oscilant cu autoreglare un model caracterizat printr-o ecuaţie diferenţială de ordinul III:

$$a_3 \dddot{e} + a_2 \ddot{e} + a_1 \dot{e} + e = K_p \cdot i, \tag{16}$$

se obţin în general aproximaţii suficient de bune.

În cazul excitării sistemului cu un semnal treaptă ideal:

$$i(t) = \begin{cases} 0 & \text{pentru } t < 0 \\ \Delta i & \text{pentru } t > 0 \end{cases}$$

şi înregistrării variaţiilor mărimii de ieşire pînă la atingerea regimului staţionar, se obţine cu (2):

$K_p = \frac{e_S}{\Delta i}$ (fig. 4.), e_S fiind valoarea staţionară a mărimii $e(t)$. Considerînd condiţii iniţiale nule, prin particularizarea relaţiei (10) rezultă ecuaţia:

$$a_3 H_0(t) + a_2 H_1(t) + a_1 H_2(t) = \frac{t^3}{6} — H_3(t). \tag{17}$$

Determinarea coeficienţilor a_3, a_2 şi a_1 se poate face cu o bună precizie pe trei căi:

1. Prin alegerea a trei momente specifice și rezolvarea sistemului liniar care se obține prin particularizarea sistemului general (12).

2. Dat fiind faptul că la $t=t_S$ derivatele lui $e(t)$ sînt nule din (16) rezultă:

$$a_1=t_S-H_1(t_S). \tag{18}$$

În acest caz în ecuația (17) au mai rămas două necunoscute, care se determină prin considerarea a două momente specifice.

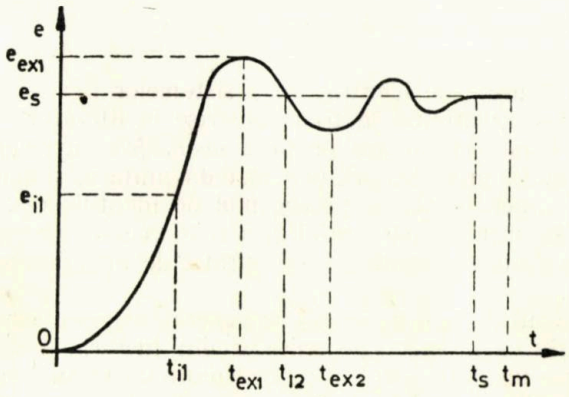


Fig. 4.

3. Se determină a_1 cu relația (18), iar a_2 și a_3 corespunzător momentului atingerii primului extrem ($t_{e\,1}$) și trecerii prin primul punct de inflexiune (t_{i1}) cu relațiile:

$$a_2=\frac{1}{h_{ex1}}\left[\frac{t_{ex1}^2}{2}-a_1H_1(t_{ex1})-H_2(t_{ex1})\right] \tag{19}$$

$$a_3=\frac{1}{h_{i1}}\left[\frac{t_{i1}^3}{6}-a_2H_1(t_{i1})-a_1H_2(t_{i1})-H_3(t_{i1})\right] \tag{20}$$

care se pot deduce cu ușurință din (16) și (17).

Ultimele relații prezintă avantajul unor calcule foarte ușor de efectuat cu ajutorul unui calculator de birou sau chiar cu mîna liberă. În principiu pentru cazul prezentat nu trebuie să se apeleze la un calculator numeric decît pentru calcularea pas cu pas a integralelor succesive $H_1(t)$, $H_2(t)$ și $H_3(t)$.

Toate cele trei variante au fost încercate cu succes pentru cazul unui proces oscilant cu $t_m=30s$, $t_S=24$ s, $h_{ex1}=\frac{e_{ex1}}{e_s}=1{,}433$, $t_{ex1}=6{,}4$ s și $\Delta t=0{,}2$ s. Față de răspunsul înregistrat, în puncte izolate sau obținut erori de cca 3,5 % din e_s. În rest erorile au oscilat în intervalul (—1,5 %)÷(+1,5 %) din e_s.

La utilizarea variantei 1 se recomandă alegerea tripletelor de momente (t_{i1}, t_{ex1}, t_{ex2}), (t_{e1}, t_{ex1}, t_s), (t_{i1}, t_{ex1}, t_{i2}), (t_{i1}, t_{ex1}, t_s) eventual (t_{ex1}, t_{ex2}, t_s). În cazul variantei 2 se recomandă considerarea momentelor (t_{i1}, t_{ex1}), eventual (t_{ex1}, t_{ex2}).

Ca metode numerice de integrare a funcţiilor tabelate se recomandă metoda Simpson. La pasul de integrare Δt precizat mai sus s-au obţinut rezultate bune şi cu integrarea prin metoda trapezelor.

Corectitudinea rezultatelor s-a verificat prin compararea soluţiei ecuaţiei diferenţiale (16) cu răspunsul $e(t)$ înregistrat. Integrarea ecuaţiei amintite s-a efectuat cu ajutorul unei metode numerice de integrare a unui sistem de ecuaţii diferenţiale ordinare de ordinul I de tip Runge-Kutta [11].

4. CONCLUZII

Faţă de procedeele de identificare a sistemelor dinamice, monovariabile liniare, continue şi invariante în timp, descrise în literatură [1], [7], [8], [9], [10], procedeul expus în lucrare prezintă *avantajele* cuprinderii unui număr mai mare de situaţii practice, printr-o metodă unitară, simplă şi suficient de precisă. Laturii experimentale a procedeului de identificare i se crează înlesniri (după cum se arată în paragraful 2) atît în ceea ce priveşte restricţiile ce i se impun semnalului de intrare, cît şi duratei de înregistrare a mărimilor de intrare şi ieşire.

Coeficienţii căutaţi, ai ecuaţiei (1), în general, se pot determina doar simultan şi nu succesiv ca în cazul procedeelor din lucrările amintite. Acest fapt nu constituie însă un dezavantaj al procedeului. Va trebui considerată cu mai multă atenţie stabilirea modelului matematic al sistemului automatizat, supus identificării.

Pentru sistemele liniare oscilante, de ordinul III, fără autoreglare se prezintă diferite variante ale procedeului, prima dintre ele constituind în acelaşi timp un exemplu de particularizare a relaţiilor generale. Folosirea acestor variante într-un caz concret s-a dovedit reuşită.

Fără a se încerca considerarea exhaustivă a situaţiilor concrete de identificare pentru care procedeul prezentat este aplicabil, lucrarea pune la îndemîna utilizatorului elementele practice necesare.

Intrat la redacţie la 15.V.1973.

BIBLIOGRAFIE

1. Penescu, C. şi colectivul, *Identificarea experimentală a proceselor automatizate* Bucureşti, R. S. R.., Ed. Tehnică, 1971.
2. Tanasiciuc, C., Lupaş, L. şi Serban, S., *Culegere de programe în ALGOL şi FORTRAN (cu aplicaţii în automatică)*, Bucureşti, R. S. R., ICDT, 1972.
3. Călin, S., Dumitrache, I. şi Dimo, P., *Automatizări electronice*, Bucureşti, R. S. R., EDP, 1972,
4. Babuţia, I. şi Budişan N., *Teoria sistemelor automate*, Vol. II, Timişoara, R. S. R., Litografia I P „Traian Vuia", 1972.
5. Ionescu, V., *Sisteme liniare*, Bucureşti, RSR, Ed. Academiei RSR, 1973.
6. Unbenauen, H., *Übersicht über Methoden zur Identifikation* (Erkennung) dyvanischer Systeme, Regel. t. 21 (1973), Hl, S 2—8.
7. Lepers, H. *Integrationsverfahren zur Systemidentifizierung aus gemessenen Systemantworten*, Regel. t. 20 (1972), H. 10, S 417—422.

8. Minina, O. M., *Opredelenie dinamiceskik harakteristik i parametrov tipovîh regulirnemîh obiektov*. Moskva, SSSR, Izd Akademiu Nauk SSSR, 1963.
9. Simoiu, M. P., *Opredelenie koeffitientov peredatocinîh funcţii* liniarizovannih zveniev i sistem *avtoregulirovania*, Moskva SSSR, Avtomatika i telemehanika 18 (1957), Nr. 6, p 514—528.
10. Peciorina I. N., *Rasciot sistem avtomaticeskovo upravlenia*, Moscova, SSSR, Gosodarstvennoe naucino-tehnicoskoe izd. 1962.
11. Ralston, A. şi Wilf, H. S., *Méthodes mathématiques pour calculateurs aritmétiques*, Dunod, Paris, 1965.

МЕТОД ОПРЕДЕЛЕНИЯ ДИНАМИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК НЕКОТОРЫХ ЛИНЕЙНЫХ СИСТЕМ

(РЕЗЮМЕ)

Представлен метод определения коэффициентов дифференциальных уравнений технических систем с самовыравниванием или без самовыравнивания. Необходимо регистрировать входной сигнал (который может быть любой формы), а также выходную величину системы.

Предлагаемый метод, основанный на вычисление некоторых «последовательных интегралов», имеет определённые преимущества по сравнению с некоторыми классическими методами. Расчёты нужно вести на вычислительной машине. В качестве примера рассмотрен случай колебательных систем с самовыравниванием третьего порядка.

AN IDENTIFICATION METHOD FOR SOME LINEAR SYSTEMS

(SUMMARY)

It is given an identification method to calculate the coefficients of differential equations, which can be the mathematical model of technical systems with or without self-regulation. There is necessary to record the test-signal, which can be certain, and the system response to that signal.

This new method, consisting of „successive integrals" calculation, has a lot of advantages compared with known classical methods. For calculation, a digital computer is required. To ilustrate the method, it is taken the case of third order oscillating systems with self-regulation.

Buletinul ştiinţific şi tehnic al I.P.T.
Seria electrotehnică
Tom. 18 (32) fasc. 2/1973.

ASUPRA ERORII DE TRUNCHIERE INTRODUSĂ LA DEZVOLTAREA ÎN DIFERENŢE FINITE A LAPLACIANULUI $\nabla^2 A(x, y)$ ÎN REGIM PERIODIC SINUSOIDAL

DE

I. FETIŢĂ

I. ERORI DE TRUNCHIERE

Rezolvarea numerică a ecuaţiilor diferenţiale cu derivate parţiale de tip eliptic, care intervin în problemele de cîmpuri electrice şi magnetice plan-paralele, se face în ultimul timp pe scară largă [1], [2], [3], [4], [5], etc. şi e justificată de larga răspîndire a maşinilor automate de calculat .şi de posibilităţile largi de a modela analogic formele în diferenţe finite a acestor ecuaţii.

Această rezolvare constă în esenţă în a obţine valorile numerice ale integralei necunoscute în cîteva puncte-noduri plasate la intersecţia curbelor unei reţele de discretizare a planului cîmpului.

Pentru cîmpul magnetic plan-paralel cvasistaţionar, în medii liniare şi izotrope (cel puţin pe zone suficient de mari), vectorul potenţial magnetic $\bar{A}$ ($\bar{B}$=rot $\bar{A}$) are o singură componentă spaţială, normală pe planul cîmpului $\bar{B}$, care satisface ecuaţia [6] :

$$\frac{\partial^2 A}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 A}{\partial y^2} = \mu\sigma\left(\frac{\partial A}{\partial t} + K\right). \tag{1}$$

Dezvoltarea în diferenţe finite a derivatelor parţiale de ordinul doi care intervin în această ecuaţie se poate face aproximînd variaţia lui $A(x, y)$ pe porţiuni cu ajutorul unor parabole de gradul doi [1]. Acest mod de exprimare a derivatelor este simplu însă nu dă expresia erorii sistematice care se introduce în soluţia ecuaţiei datorită aproximărilor respective.

Un alt mod de rezolvare a ecuaţiei (1) se obţine pornind de la forma integrală a teoremei lui Ampère, prin aproximarea laplacianului lui $A(x, y)$ cu cîte o constantă pe subdomeniile determinate de o reţea de discretizare [7]. Nici această metodă nu pune în evidenţă expresia erorilor sistematice care se includ cu acest prilej în soluţia numerică însă are un avantaj mare faţă de prima în ceea ce priveşte elasticitatea pe care o dă la alegerea formei reţelei de discretizare.

Pentru a stabili expresia erorii care apare la exprimarea prin diferenţe finite a derivatelor ecuaţiei (1) este convenabil să se utilizeze metoda dezvoltă-

rii lui $A(x, y)$ în serie Taylor presupunînd de exemplu o discretizare a planului cîmpului cu pas egal h (fig.1).

În această situație operatorul $\nabla^2 \equiv \Delta$ aplicat lui $A(x, y)$ dă:

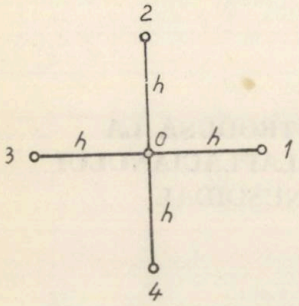


Fig. 1. Alegerea pașilor de discretizare a planului cîmpului.

$$\nabla^2 A = \frac{\partial^2 A}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 A}{\partial y^2} =$$

$$= \frac{A_{i+1,\,j} + A_{i,\,j+1} + A_{i-1,\,j} + A_{i,\,j-1} - 4A_{i,\,j}}{h^2} - \varepsilon_\Delta \qquad (2)$$

unde

$$\varepsilon_\Delta = \frac{2}{h^2} \sum_{n=2}^{\infty} \frac{h^{2n}}{(2n)!} \left(\frac{\partial^{2n} A}{\partial x^{2n}} + \frac{\partial^{2n} A}{\partial y^{2n}} \right). \qquad (3)$$

Înlocuind pe $\nabla^2 A$ în (1) cu expresia dată de (2) și neglijînd pe ε_Δ se obține:

$$\frac{A'_{i+1,\,j} + A'_{i,\,j+1} + A'_{i-1,\,j} + A'_{i,\,j-1} - 4A'_{i,\,j}}{h^2} = \mu\sigma \left(\frac{\partial A'_{i,\,j}}{\partial t} + K \right). \qquad (4)$$

Valorile lui A s-au notat cu indicele „prim" pentru a se pune în evidență faptul că ele sînt afectate de erorile ε_A pe care le implică neglijarea cantității ε_Δ în fiecare punct-nod al rețelei de discretizare, la rezolvarea celor N ecuații de tipul (4) cu N necunoscute $A_{i,j}$ care se pot scrie pentru cele N noduri interioare conturului ce delimitează domeniul de repartiție a lui $A(x, y)$.

Funcția ε_Δ se numește eroare de trunchiere a laplacianului lui A:

$$\varepsilon_\Delta = (\nabla^2 A)_{numeric} - (\nabla^2 A)_{exact}. \qquad (5)$$

Neglijarea lui ε_Δ la rezolvarea numerică a problemelor de cîmp magnetic este cauza erorilor de trunchiere a lui A,

$$\varepsilon_A = A_{numeric} - A_{exact}, \qquad (6)$$

a densității de curent,

$$\varepsilon_J = J_{numeric} - J_{exact}, \qquad (7)$$

ș.m.d.

Determinarea exactă a acestor erori e posibilă în caz general, doar atunci cînd se cunoaște soluția exactă a ecuației (1) și soluția numerică neafectată de erorile de metodă (eroarea datorită convergenței imperfecte la metodele iterative sau eroarea de măsurare și de construcție în cazul modelării RC a ecuației (4).

De obicei valoarea ei se estimează după rezolvarea numerică a problemei de cîmp, deci după alegerea discretizării, introducîndu-se valorile soluției numerice în expresia (3) pentru ε_Δ și în expresiile celorlalte erori (ε_A, ε_J s.m.d.) în funcție de derivatele parțiale ale lui A [6]. Această eroare postcalculată prezintă un anumit grad de imprecizie necontrolabil.

Pentru reducerea lucrului la proiectarea rețelei de discretizare e important de apreciat cît mai exact, în funcție de valoarea pasului h, valoarea acestei erori.

În lucrarea de față se soluționează problema erorilor ε_Δ, ε_J și ε_A, date de relațiile (5), (6) și (7) pentru cazul particular al cîmpului unidirecțional interpretîndu-se extensiv rezultatele obținute în vederea utilizării lor la proiectarea rețelei de discretizare pentru cazul general al cîmpului plan-paralel.

II. EXPRESIA LUI ε_Δ ÎN REGIM PERIODIC SINUSOIDAL

Importanța determinării erorii ε_Δ constă în faptul că valoarea ei relativă reprezintă valoarea relativă de trunchiere a densității de curent, și în anumite condiții, valoarea relativă a erorii de trunchiere a lui A.

În regim periodic sinuscidal mărimea A se poate exprima :

$$A = A_m(x, y) \sin(\omega t + \varphi), \tag{8}$$

sau lucrînd în complex,

$$\underline{A} = \frac{A_m}{\sqrt{2}} e^{j\varphi}. \tag{8'}$$

Ecuația (1) devine astfel :

$$\underline{\Delta}_1 = \Delta \underline{A} = \frac{\partial^2 \underline{A}}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \underline{A}}{\partial y^2} = \mu\sigma(j\omega \underline{A} + \underline{K}) \tag{9}$$

Se calculează $\underline{\Delta}_2$ aplicînd lui $\underline{\Delta}_1$ pe Δ și în caz general pe $\underline{\Delta}_n$ aplicînd lui $\underline{\Delta}_{n-1}$ pe Δ obținîndu-se :

$$\frac{\partial^{2n} \underline{A}}{\partial x^{2n}} + \frac{\partial^{2n} \underline{A}}{\partial y^{2n}} = (\mu\sigma\omega j)^n \left(\underline{A} + \frac{\underline{K}}{j\omega} \right) - \sum_{k=1}^{n-1} C_n^{n-k} \frac{\partial^{2n} \underline{A}}{\partial x^{2(n-k)} \partial y^{2k}}. \tag{10}$$

Eroarea ε_Δ va avea acum forma :

$$\varepsilon_\Delta = \sum_{n=2}^{\infty} \frac{2}{(2n)!} \frac{h^{2n}}{h^2} \left[(\mu\sigma\omega j)^n \left(\underline{A} + \frac{\underline{K}}{j\omega} \right) - \sum_{k=1}^{n-1} C_n^{n-k} \frac{\partial^{2n} \underline{A}}{\partial x^{2(n-k)} \partial y^{2k}} \right]. \tag{11}$$

În final interesează valoarea relativă a lui $\underline{\varepsilon}_\Delta$:

$$\underline{\varepsilon}_{\Delta r} = \frac{(\nabla^2 \underline{A})_m - (\nabla^2 \underline{A})_e}{(\nabla^2 \underline{A})_e} = \frac{\underline{\varepsilon}_\Delta}{(\nabla^2 \underline{A})_e}. \tag{12}$$

Indicele m înseamnă, măsurat (pe model, fără erori de măsurare și de construcție) sau calculat (fără erori datorite convergenței imperfecte în cazul metodelor iterative, la rezolvarea ecuațiilor în diferențe finite) iar indicele e înseamnă exact (care satisface ecuația (1)).

Se întrezărește posibilitatea determinării lui $\varepsilon_{\Delta r}$ înaintea rezolvării ecuațiilor (1) și (4) pentru situația :

$$\frac{\partial^{2n} \underline{A}}{\partial x^{2(n-k)} \partial y^{2k}} = 0 \quad (k = 1, 2, \ldots ; n = 2, 3, \ldots). \tag{13}$$

Să considerăm că:

$$\frac{\partial^2 \underline{A}}{\partial x^2} = 0, \quad \text{adică} \quad \underline{B}_y = -\frac{\partial \underline{A}}{\partial x} = \text{ct.} \tag{14}$$

Ecuația (1) se va reduce la o ecuație diferențială ordinară de ordinul doi:

$$\frac{\partial^2 \underline{A}}{\partial y^2} = \mu\sigma\omega j\left(\underline{A} + \frac{\underline{K}}{j\omega}\right) \tag{15}$$

și este ecuația cîmpului unidimensional (cîmpul din crestăturile înalte în care sînt plasate conductoare masive, cîmpul semispațiului conductor).

Interesează direct eroarea fără a mai prezenta soluția acestei probleme:

$$\varepsilon_{\Delta r} = \frac{\sum_{n=2}^{\infty} (\mu\sigma\omega j)^n \left(\underline{A} + \frac{\underline{K}}{j\omega}\right) \frac{2}{h^2} \cdot \frac{h^{2n}}{(2n)!}}{\mu\sigma\omega j \left(\underline{A} + \frac{\underline{K}}{j\omega}\right)} = -\frac{2j}{\mu\sigma\omega h^2} \sum_{n=2}^{\infty} \frac{(\sqrt{\mu\sigma\omega j} \cdot h)^{2n}}{(2n)!} \cdot \tag{17}$$

Știind că adîncimea de pătrundere a cîmpului electromagnetic într-un material este:

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\mu\sigma\omega}}$$

și că $\sqrt{\mu\sigma\omega j} \cdot h = \sqrt{2j}\,\frac{h}{\delta} = \sqrt{2}\, e^{j\frac{\pi}{4}}\,\frac{h}{\delta} = (1+j)\,\frac{h}{\delta}$,

se obține:

$$\underline{\varepsilon}_{\Delta r} = j\left(\frac{\delta}{n}\right)^2 \left[1 + j\left(\frac{h}{\delta}\right)^2 - \operatorname{ch}(1+j)\,\frac{h}{\delta}\right] \tag{18}$$

Exprimînd eroarea sub forma:

$$\underline{\varepsilon}_{\Delta r} = \varepsilon_{\Delta rr} + j\varepsilon_{\Delta ri},$$

după cîteva calcule se obține:

$$\underline{\varepsilon}_{\Delta r} = \left(\frac{\delta}{n}\right)^2 \left[-\left(\frac{h}{\delta}\right)^2 + \sin\frac{h}{\delta}\operatorname{sh}\frac{h}{\delta} + j\left(1 - \cos\frac{h}{\delta}\operatorname{ch}\frac{h}{\delta}\right)\right] \tag{19}$$

respectiv:

$$\varepsilon_{\Delta rr} = -1 + \left(\frac{\delta}{n}\right)^2 \sin\frac{h}{\delta}\operatorname{sh}\frac{h}{\delta}, \tag{20}$$

$$\varepsilon_{\Delta ri} = \left(\frac{\delta}{h}\right)^2 \left(1 - \cos\frac{h}{\delta}\operatorname{ch}\frac{h}{\delta}\right).$$

Avem:

$$\underline{\varepsilon}_{\Delta r} = \frac{\mu\sigma(j\omega\underline{A}_m + \underline{K}_m) - \mu\sigma(j\omega\underline{A}_e + \underline{K}_e)}{\mu\sigma(j\omega\underline{A}_e + \underline{K}_e)} = \frac{\underline{J}_m - \underline{J}_e}{\underline{J}_e} = \underline{\varepsilon}_r \tag{21}$$

adică eroarea relativă de trunchiere a laplacianului, $\underline{\varepsilon}_{\Delta r}$, este identică cu eroarea relativă de trunchiere a densității de curent $\underline{\varepsilon}_{jr}$.

$\underline{\varepsilon}_{jr}$ se mai poate scrie:

$$\underline{\varepsilon}_{jr}=\frac{\underline{J}_m}{\underline{J}_e}-1=-1+\left(\frac{\delta}{h}\right)^2\sin\frac{h}{\delta}\,\mathrm{sh}\frac{h}{\delta}+j\left(\frac{\delta}{h}\right)^2\left(1-\cos\frac{h}{\delta}\,\mathrm{ch}\frac{h}{\delta}\right)$$

respectiv

$$\frac{\underline{J}_m}{\underline{J}_e}=\frac{J_m}{J_e}\,e^{j(\varphi_{J_m}-\varphi_{J_e})}=\varepsilon_{\Delta rr}+1+j\varepsilon_{\Delta ri}=\sqrt{(\varepsilon_{\Delta rr}+1)^2+\varepsilon_{\Delta ri}^2}\cdot$$

$$\cdot\left(\frac{\varepsilon_{\Delta rr}+1}{\sqrt{(\varepsilon_{\Delta rr}+1)^2+\varepsilon_{\Delta ri}^2}}+j\frac{\varepsilon_{\Delta ri}}{\sqrt{(\varepsilon_{\Delta rr}+1)^2+\varepsilon_{\Delta ri}^2}}=\right.$$

$$=\frac{J_m}{J_e}(\cos(\varphi_{J_m}-\varphi_{J_e})+j\sin(\varphi_{J_m}-\varphi_{J_e})), \tag{22}$$

de unde:

$$J_m=J_e\sqrt{(\varepsilon_{\Delta rr}+1)^2+\varepsilon_{\Delta ri}^2};\ \mathrm{tg}\,(\varphi_{J_M}-\varphi_{J_e})=\frac{\varepsilon_{\Delta ri}}{\varepsilon_{\Delta rr}+1};$$

$$\varphi_{J_m}-\varphi_{J_e}=\mathrm{arctg}\frac{\varepsilon_{\Delta ri}}{\varepsilon_{\Delta rr}+1}. \tag{23}$$

Calculînd pe $\varepsilon_{\Delta rr}$, $\varepsilon_{\Delta ri}$, s-au putut determina:

$\varepsilon_{\Delta r}$, $\sqrt{(\varepsilon_{\Delta rr}+1)^2+\varepsilon_{\Delta ri}^2}$), $(\varphi_{J_m}-\varphi_{J_e})$, valorile lor fiind prezentate în tabelul 1.

Tabelul 1.

$\frac{h}{\delta}$	$\varepsilon_{\Delta rr}$	$\varepsilon_{\Delta ri}$	ε_{jr}	$\sqrt{\varepsilon_{\Delta ri}^2+(\varepsilon_{\Delta rr}+1)^2}$	$\varphi_{J_m}-\varphi_{J_e}$
0,1	−0,000003	0,001800	0,001800	0,9999986	6′11″
0,2	−0,000025	0,006700	0,006700	0,9999974	23′6″
0,3	−0,000092	0,015011	0,015011	1,000020	51′36″
0,4	−0,000287	0,026681	0,026682	1,0000689	1°31′30″
0,5	−0,000695	0,041672	0,041677	1,000173	2°20′24″
0,6	−0,001441	0,059988	0,060005	1,000358	3°26′24″
0,7	−0,002670	0,081624	0,081667	1,000664	4°40′12″
0,8	−0,004553	0,106565	0,106660	1,0011347	6°6′
0,9	−0,007290	0,134791	0,134980	1,001819	7°43′
1,0	−0,011105	0,166272	0,166640	1,00277	9°33′
1,25	−0,027076	0,258904	0,260315	1,00678	14°53′12″
1,5	−0,56028	0,370447	0,374660	1,014058	21°23′

Se va arăta că în anumite situații $\underline{\varepsilon}_{\Delta r}=\underline{\varepsilon}_{Ar}$.

Curentul electric printr-un conductor, al unui sistem electromagnetic, este dat de integrala pe suprafața secțiunii transversale a conductorului (S_{cond}) a densității de curent

$$\underline{\bar{J}} = -\sigma(j\omega \underline{A} + \underline{K})\bar{k}$$

$$I = \int_{S_{cond}} (\underline{\bar{J}}\,\bar{ds}) = -\sigma \int_{S_{cond}} j\omega A\,ds - \sigma \int_{S_{cond}} \underline{K}\,ds = -\sigma \underline{K}\, S_{cond}. \tag{24}$$

La rezolvarea ecuațiilor lui Maxwell pentru un sistem electromagnetic se dau curenții ce parcurg sistemul și condițiile la limită pentru vectorul potențial magnetic și potențialul scalar φ din care derivă $K = -\frac{\partial \varphi}{\partial z}$ astfel că valorile K_m și K_e sînt identice. Rescriind expresia lui $\underline{\varepsilon}_{\Delta r}$ se obține:

$$\underline{\varepsilon}_{\Delta r} = \frac{j\omega \underline{A}_m + \underline{K}_m - (j\omega \underline{A}_e + \underline{K}_e)}{j\omega \underline{A}_e + \underline{K}_e} = \frac{\underline{A}_m - \underline{A}_e}{\underline{A}_e + \frac{\underline{K}}{j\omega}} \tag{25}$$

Notînd

$$\underline{\varepsilon}_{Ar} = \frac{\underline{A} - \underline{A}_e}{\underline{A}_e}, \tag{26}$$

se obține:

$$\underline{\varepsilon}_{Ar} = \left(1 + \frac{\underline{K}}{j\omega \underline{A}_e}\right) \underline{\varepsilon}_{\Delta r}. \tag{27}$$

Se observă că $\underline{\varepsilon}_{Ar} = \underline{\varepsilon}_{\Delta r}$ atunci cînd $\underline{K} = 0$ sau atunci cînd, pentru $\underline{K} \neq 0$, $|j\omega \underline{A}| \gg |\underline{K}|$. Primul caz corespunde unor curenți impuși nuli, iar al doilea caz corespunde situației în care în conductoare amplitudinea densității de curent turbionar este cu mult mai mare decît densitatea medie de curent (cazul efectului pelicular net).

În primul caz se încadrează cîmpul electromagnetic din ecranele electromagnetice (ale barelor colectoare, ale transformatoarelor, etc.).

Cu ipotezele făcute la calculul lui $\underline{\varepsilon}_{\Delta r}$, dat de relația (19), s-ar părea că formula obținută ar prezenta interes numai în cazul unuor probleme particulare de cîmp alternativ. E doar aparent așa. Nu e necesar ca în tot spațiul cîmpul să fie unidimensional ci doar într-o zonă relativ mică în jurul punctului în care se face discuția, în restul domeniului putînd avea o desfășurare oarecare. Pentru a obține informații asupra erorii în tot planul cîmpului cu relația (19), ar trebui să se aleagă discretizarea astfel încît să fie întotdeauna o direcție de discretizare paralelă local cu direcția cîmpului (fig. 2).

Ecuațiile în diferențe finite pe care le satisface A în această situație se vor obține pornind de la forma integrală a teoremei lui Ampère.

Erorile de trunchiere se vor calcula acum introducînd în locul lui h, lungimea pasului de discretizare normal liniei de cîmp magnetic corespunzătoare. Se observă ușor că atunci cînd valoarea cîmpului $\bar{B}$ de-a lungul liniei $A = \text{const.}$ are valoare constantă, se poate alege pasul de discretizare oricît din lungimea liniei de cîmp. Spre a exemplifica această observație să considerăm că obiec-

tul studiului este cîmpul magnetic din interiorul unui miez magnetic la care una din dimensiuni este cu mult mai mare decît una din celelalte două, de exemplu din miezul nesaturat izotrop al unui transformator (fig.3).

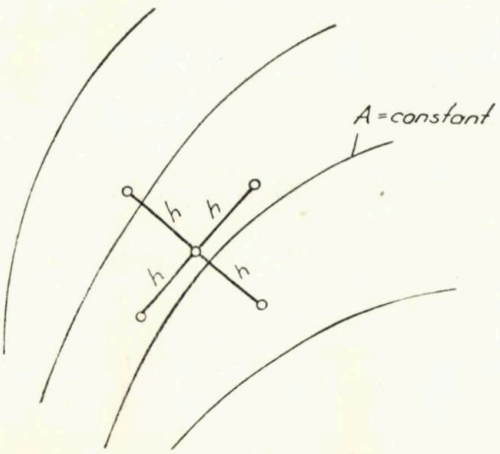


Fig. 2. Modul de alegere a pașilor de discretizare cu urmărirea unei linii $A(x, y)$=const.

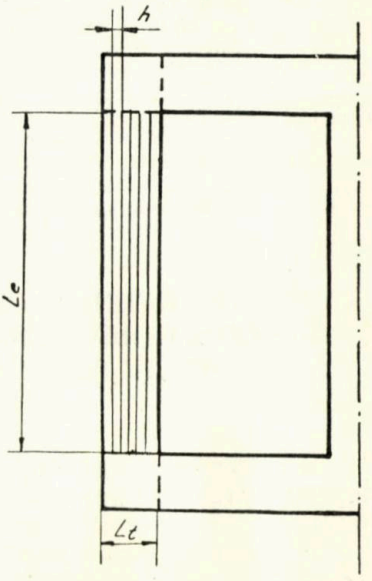


Fig. 3. Miez feromagnetic.

Pentru $L_c \gg L_t$, un pas de discretizare ales de-a lungul lui L_c poate lua o valoare $\leqslant L_c$; pasul transversal h se va alege impunînd eroarea admisă în relația (19), pentru μ, σ și ω date.

III. OBSERVAȚII ȘI CONCLUZII

Alegînd o geometrie adecvată a rețelei de discretizare a planului cîmpului magnetic plan-paralel se pot predetermina cîteva dintre erorile de trunchiere cu relațiile deduse pentru cazul mai simplu al cîmpului unidimensional. Pentru alegerea rețelei, potrivită în acest sens, e necesar să se aprecieze desfășurarea spectrului cîmpului, lucru relativ ușor pentru foarte multe probleme decîmp. În cazurile mai complicate se poate recurge la o rezolvare aproximativă a ecuațiilor cîmpului cu cuva electrolitică sau cu hîrtie electroconductoare (prin modelare), sau cu altă metodă și apoi, pe baza spectrului astfel obținut să se aleagă foarte convenabil rețeaua de discretizare și să se rezolve cu o precizie cunoscută ecuațiile, dezvoltîndu-le în diferențe finite.

Rezultatele obținute mai sus sînt aplicabile la sistemele electromagnetice cu cîmp magnetic cvasistaționar, plan-paralel, la care domeniul de studiat este ocupat în mare măsură de conductoare masive (conductoare masive plasate în crestături feromagnetice, transformatoare de mare putere, transformatoare de curent, bare colectoare ecranate).

Intrat la redacție la 14.XI.1972.

BIBLIOGRAFIE

1. Colatz, *Funcţionalnii analiz i vicislitelinaia matematica.* Izdatelstvo MIR — 1969.
2. M. G. Salvadori, M. L. Baron, *Metode numerice în tehnică.* Ed. Tehnică — 1972.
3. Granino A. Korn, *Simularea şi măsurarea proceselor aleatoare.* Ed. Tehnică — 1969.
4. F. C. Gäir, Unifing, design principle for the resistance network analogue. Br. Ir. of Appl. Phys. — 1958
5. A. Moraru, Metodele de studiu al fenomenului de inducţie în ecranele electromagnetice ale transformatoarelor, St. cerc. energ. electr., 19, 3, p. 581—599, 1969.
6. Kurt Oberretl, Die Ermitlung von magnetischen Feldern Wirbelströmen und Kräften in Komplizierten Täblen durch Simulation an Gittermodellen. Arch. für Elektr., 48, 297—313 (1963).
7. I. Fetiţa, Determinarea prin modelare a cîmpului electromagnetic al unui conductor cilindric de secţiune transversală trapezoidală, plasat într-o crestătură feromagnetică. St. cer. energ. electr., 22, 2, 355—380 (1972)

НА ОТСЕЧЕННУЮ ОШБКУ ВНЕТЕННУЮ В РАЗВИТИИ ЗАКОНЧЕННЫХ РАЗНОСТЕЙ ЛАПЛАСИАНА $\nabla^2 A(x,y)$ В ПЕРИОДИЧЕСКОМ СИНУСОИДАЛЬНОМ РЕЖИМЕ

(РЕЗЮМЕ)

В развитии финальных разностей лапласиана $\nabla^2 A(x, y)$ одной скалярной функции A двух координат x, y делает систематическую ошибку, названную отсеченной ошибкой.

В работе показывается, что можно предопределять в разных положениях при условии подходящего вбора сети деления в узлах которой, числовым образом определяется метод решения уравнения, которое содержит ; с этой целью указывается на то, что направления одних шагов деления плана, в котором распределена функция A насколько следить за линиями $A(x, y)$ = постоянный.

ÜBER DEN BEI DER ENDLICHEN DIFFERENZEN-ENTWICKLUNG DES LAPLACE - OPERATORS $\nabla^2 A(x, y)$ EINGEFÜHRTEN ABSTUMPFUNGSFEHLER IM PERIODISCHEN SINUS - VERHALTEN

(ZUSAMMENFASSUNG)

Bei der Entwicklung zu endlichen Differenzen des Laplace Operators $\nabla^2 A(x, y)$ einer Skalar - Funktion A von Koordinaten x, y wird der sogenannte systematische Abstumpfungsfehler verübt.

Die Arbeit zeigt, dass dieser Fehler in gewissen Fällen im voraus ermittelt werden kann, mit der Bedingung einer entsprechenden Auswahl des Diskretisierungs - Netzes, in dessen Knotenpunkten die Lösung der Gleichung die den Lapalce - Operator enthält, zahlenmässig, bestimmt wird ; zu diesem Zweck ist es empfehlenswert, dass die Richtungen einiger Diskretisierungs-Schritte des Plans, in welchen die Funktion A verteilt ist, möglichst den Linien $A(x, y)$ = konstant. folgt.

Buletinul ştiinţific şi tehnic al I.P.T.
Seria electrotehnică
Tom. 18 (32) fasc. 2/1973.

ANALIZA ARMONICĂ A TENSIUNII LA ALIMENTAREA MOTORULUI ASINCRON PRIN CONVERTIZOR DE TENSIUNE ŞI FRECVENŢĂ

DE

M. PRODAN

INTRODUCERE

Printre metodele moderne de acţionare electrică cu viteză variabilă, s-a impus în ultimul timp motorul asincron, alimentat de la un sistem de tensiune şi frecvenţă variabilă [1], [2]. Acest lucru a fost posibil în urma progreselor deosebite în domeniul semiconductoarelor şi al construcţiei de convertizoare statice cu elemente semiconductoare.

Tensiunea obţinută de la convertizoarele statice nu este sinusoidală ci conţine un număr mare de armonici [5].

În cele ce urmează, sînt prezentate rezultatele calculului analitic şi a măsurătorilor experimentale, privind conţinutul de armonici în tensiunea dată de un convertizor de tensiune şi frecvenţă variabilă, destinat alimentării motoarelor asincrone în vederea modificării vitezei acestora.

SCHEMA DE PRINCIPIU A SISTEMULUI CONVERTIZOR-MOTOR ASINCRON

În principiu, ansamblul convertizor-motor asincron (fig. 1), se compune dintr-un redresor *1*, alimentat direct de la reţea sau prin intermediul unui transformator, din circuitul intermediar *2*, care conţine un filtru *LC*, din ondulorul

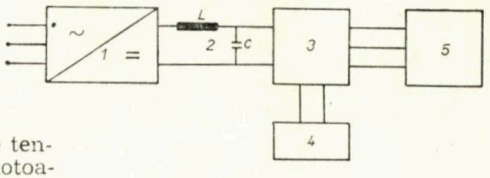


Fig. 1. Schema bloc a unui convertizor de tensiune şi frecvenţă pentru alimentarea motoarelor asincrone.

3, care generează un sistem de tensiuni trifazate, din blocul de comandă *4*, de la care se realizează modificarea tensiunii şi a frecvenţei ondulorului şi motorul asincron cu rotorul în scurtcircuit *5*.

La frecvență constantă a tensiunii de alimentare, cuplul de răsturnare al motorului asincron trifazat cu parametrii electrici constanți se exprimă prin relația [1]:

$$C_k = \frac{3U_1^2}{\frac{2\pi f_1}{p}} \cdot \frac{1}{2\left[R_1 + \sqrt{R_1^2 + (X_1 + X_2')^2}\right]} \tag{1}$$

unde:

U_1 reprezintă valoarea efectivă a tensiunii de alimentare;
f_1 — frecvența tensiunii de alimentare;
R_1 — rezistența statorică a unei faze;
X_1 și X_2' — reactanța de dispersie statorică și cea rotorică raportată la stator;
p — numărul perechilor de poli.

Dacă se neglijează rezistența statorică și se ține cont de faptul că X_1 și X_2' variază cu frecvența, relația (1) ia forma [1]:

$$C_k = K\left(\frac{U}{f}\right)^2. \tag{2}$$

În vederea păstrării neschimbate a capacității de supraîncărcare a motorului, în cazul unui cuplu static rezistent constant la arborele motorului pentru diferite viteze de lucru și la variații neînsemnate de alunecare, cuplul dezvoltat de motor va fi constant și dependența U funcție de f liniară [1], [2].

În general, modificarea valorii tensiunii, funcție de frecvență, se poate realiza înainte de ondulor, după ondulor sau în interiorul lui [5], [6].

Modificarea tensiunii aplicate ondulorului, adică a tensiunii continue din circuitul intermediar, prezintă mari inconveniente pentru frecvențele mici, deoarece energia înmagazinată în capacitățile de comutație se exprimă în funcție de tensiunea continuă u a circuitului intermediar prin relația:

$$W_c = \frac{1}{2} Cu^2 \tag{3}$$

unde C este capacitatea condensatoarelor de comutație.

Se știe că la pornire și la frecvențe mici este nevoie de tensiuni mici, dar de energii de comutație mari, deoarece curenții prin motor sînt mari.

Supradimensionarea condensatoarelor de comutație nu este recomandabilă întrucît aceasta ar duce la curenți de descărcare prea mari la tensiuni mai ridicate, ceea ce ar atrage necesitatea supradimensionării întregului circuit.

A doua metodă de modificare a tensiunii de alimentare a motorului asincron, funcție de frecvență, se poate realiza prin introducerea de transformatoare sau bobine între ondulor și motor, sistem greoi însă și costisitor.

Una dintre soluțiile care se impune în ultimul timp este aceea de realizare a unui ondulor care să permită modificarea frecvenței și a tensiunii în același timp [7].

În lucrarea de față se face referire la una dintre soluțiile posibile, aceea de tăiere a tensiunii continue în ondulor, tensiunea de ieșire având forma unor impulsuri repetate [5].

STUDIUL TENSIUNII DATE DE ONDULOR

Majoritatea onduloarelor construite pentru alimentarea motoarelor de inducție, având schema de principiu prezentată în figura 2 dau un sistem de tensiuni rectangulare, de forma celei din figura 3 [2], [3], [5], [6].

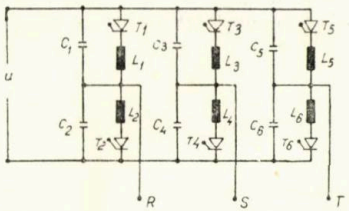


Fig. 2. Schema de principiu a ondulorului trifazat :
T_1—T_6 — tiristoare; C_1—C_6 — condensatoare de comutație; L_1—L_6 — bobine.

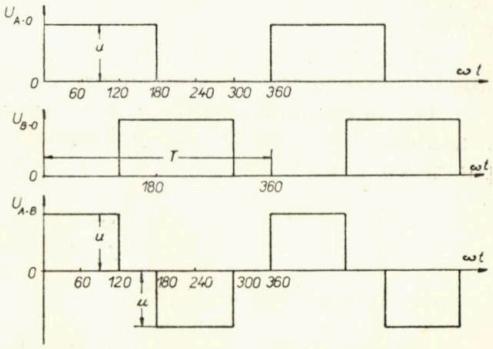


Fig. 3. Forma de variație a tensiunii generate de convertizoarele statice :
U_{A-O}, U_{B-O} — tensiunea de fază; U_{AB} — tensiunea între faze.

Dacă tensiunea continuă u rămîne constantă, condensatoarele de comutație pot fi dimensionate precis, pentru a înmagazina o energie W_c suficient de mare pentru realizarea comutației în orice regim de lucru.

Păstrînd aceeași formă globală a tensiunii date de ondulor și tăind-o sub formă de impulsuri (fig. 4) se obține o tensiune alternativă variabilă în funcție de durata impulsurilor (modulare în durată a impulsurilor).

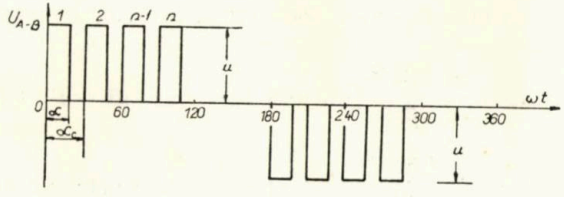


Fig. 4. Forma impulsurilor de tensiune obținute de la ondulatorul de tensiune și frecvență.

Valoarea efectivă a tensiunii generate de ondulor se exprimă prin relația :

$$U = \sqrt{\frac{2}{3}} k \cdot u \qquad (4)$$

în care k reprezintă raportul dintre durata unui impuls (α) și durata unui ciclu (α_c), format dintr-un impuls și o pauză.

Cu notațiile din fig. 4 se poate scrie deci :

$$k=\frac{\alpha}{\alpha_c} \quad \text{și} \quad \alpha_c=\frac{2\pi}{3n} \tag{5}$$

unde n reprezintă numărul de impulsuri de tensiune pe o treime din perioada undei fundamentale (120° electrice).

Alegerea corespunzătoare a parametrului n are mare importanță din punct de vedere al conținutului în armonici a tensiunii și al pierderilor de energie la comutație.

Obținerea unei tensiuni sub formă de impulsuri se face prin comanda tiristoarelor care intră în componența ondulorului.

Tensiunea ondulorului avînd o formă simetrică față de axa absciselor (a timpului), descompusă în serie Fourier va conține numai termeni de ordin impar și va avea forma :

$$u_{AB}=\sum_{\nu=1}^{\infty}(a_\nu \cos \nu\omega t+b_\nu \sin \nu\omega t) \tag{6}$$

Dacă se introduc notațiile :

$$A_\nu=\sqrt{a_\nu^2+b_\nu^2} \tag{7}$$

și

$$\varphi_\nu=\operatorname{arc\,tg}\frac{b_\nu}{a_\nu} \tag{8}$$

relația (6) devine :

$$u_{AB}=\sum_{\nu=1}^{\infty}A_\nu \cos(\nu\,\omega t-\varphi_\nu) \tag{9}$$

Pentru a ușura calculele și a le da un caracter mai general, se presupune că valoarea tensiunii continue este egală cu unitatea ($u=1$) și în acest caz, cu mărimile k și α_c definite anterior, coeficienții a_ν și b_ν au expresiile :

$$a_\nu=\frac{2}{\nu\pi}\sum_{p=0}^{p=n-1}[\sin \nu\cdot(k+p)\cdot\alpha_c-\sin \nu\cdot p\cdot\alpha_c] \tag{10}$$

$$b_\nu=\frac{2}{\nu\pi}\sum_{p=0}^{p=n-1}[\cos \nu\cdot p\cdot\alpha_c-\cos \nu\cdot(k+p)\cdot\alpha_c] \tag{11}$$

Calculele numerice au fost efectuate pe un calculator, obținînd pentru diferite valori ale lui k și n ca parametru, amplitudinea armonicilor tensiunii în valori relative, A_ν/u și defazajul lor, φ_ν. În calcule s-au admis pentru n valorile 2, 4 și 6. Valorile pare ale lui n sînt impuse de funcționarea corectă a ondulorului, iar limitarea la $n=6$ se datorește creșterii numărului de comutații.

Rezultatele calculelor sînt redate sub formă grafică în figura 5, *a*—*c*.

În urma calculelor efectuate se constată următoarele:

Armonica de ordinul 3 și multiplii ei lipsesc din tensiunea dată de ondulor, indiferent de valoarea lui *n*.

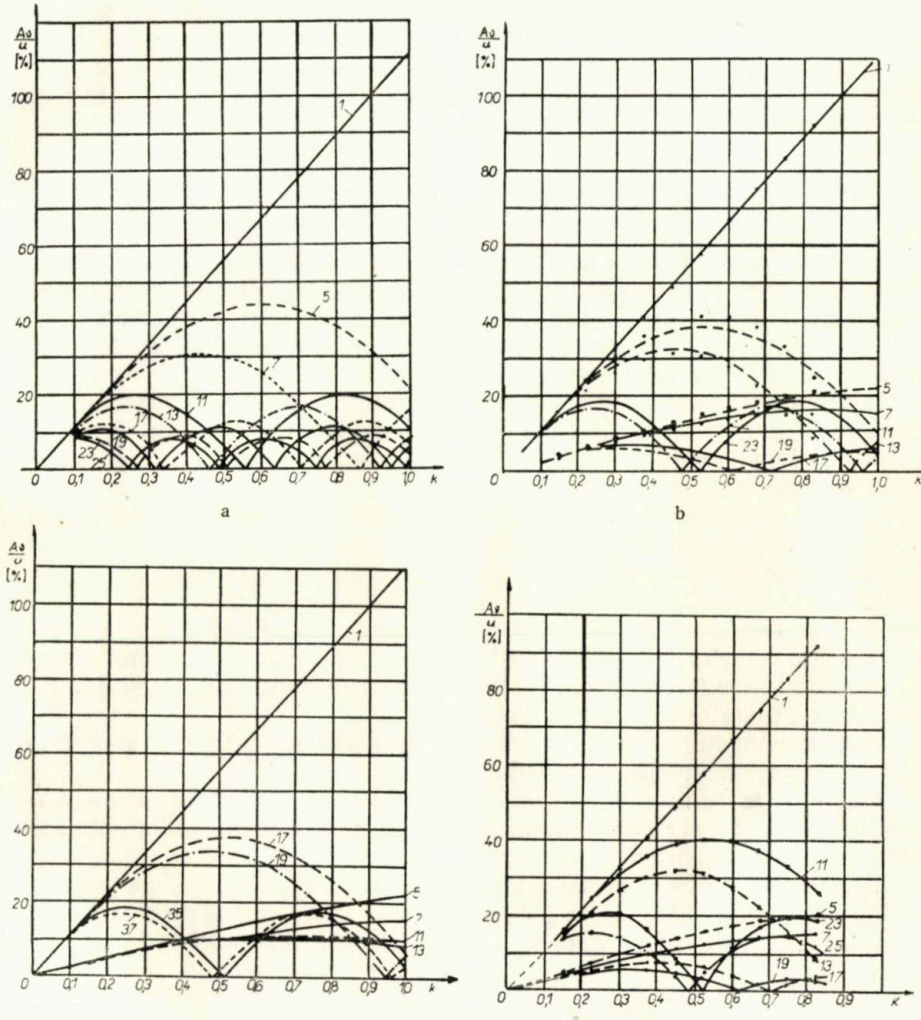


Fig. 5. Valoarea relativă a amplitudinii armonicilor tensiunii date de ondulor:
a — pentru $n=2$ impulsuri; *b* — pentru $n=4$; *c* — pentru $n=6$; *d* — valori experimentale pentru $n=4$ impulsuri.

Pentru cazul $n=2$, pentru care durata impulsurilor este mare și pierderile prin comutație relativ reduse, armonicele de ordinul 5 și 7 au o pondere mare, mai ales la valori mici ale tensiunii.

Pentru $n=4$ se micșorează durata impulsurilor și cresc pierderile prin comutație. De asemenea scad în importanță armonica a 5-a și a 7-a dar crește amplitudinea armonicilor 11 și 13.

Pentru $n=6$ scade mult durata impulsurilor ceea ce la frecvențe și tensiuni mici periclitează funcționarea ondulorului. Cresc pe de altă parte pierderile de comutație. Amplitudinea armonicilor de ordin 5—13 se reduce, dar se mărește mult cea a armonicilor 17 și 19.

Pe baza acestor constatări s-a ales soluția practică cu $n=4$, care prezintă valori mici pentru amplitudinea armonicilor 5 și 7 și asigură o durată rezonabilă a impulsurilor.

REZULTATE EXPERIMENTALE

Un covertizor de tensiune-frecvență realizat la Universitatea Liberă din Bruxelles de putere 15 kW a permis efectuarea unor măsurători experimentale, modificînd frecvența lui în limite 10—50 Hz. S-au făcut măsurători, alimentînd de la acest convertizor un motor asincron cu rotorul în scurtcircuit de 7,5 kW, 220 V, conexiune triunghi în stator.

Sistemul de comandă al tensiunii și frecvenței ondulorului este astfel conceput, încît permite modificarea celor două mărimi independent. Această soluție s-a ales cu scopul de a da posibilitate de studiere a legii de variație optime tensiune-frecvență.

În cadrul măsurătorilor efectuate, tensiunea s-a modificat în limite de 80—140 % față de tensiunea nominală corespunzătoare fiecărei frecvențe.

Cu ajutorul unui analizleor de armonici, s-au măsurat experimental valorile efective ale armonicelor 1—37, rezultatele acestor măsurători fiind prezentate în figura 5, *d*. Măsurătorile s-au executat pentru funcționarea în gol și în sarcină a motorului asincron alimentat de la ondulor, admițînd o valoare fixă pentru tensiunea continuă *u*. Încărcarea motorului s-a realizat cu ajutorul unui generator de curent continuu.

Pentru comparație, în fig. 5, *b* s-au reprezentat punctele determinate experimental corespunzătoare armonicilor 1—13.

Din analiza rezultatelor experimentale se constată că forma de variație a amplitudinii armonicilor tensiunii funcție de durata impulsurilor este aceeași cu cea obținută analitic.

Diferențele dintre valorile amplitudinilor armonicilor la funcționarea în sarcină față de funcționarea în gol nu depășesc 10 %, fapt pentru care s-au reprezentat în fig. 5, *d* doar valorile corespunzătoare funcționării în gol a motorului.

CONCLUZII

Pe baza analizei rezultatelor calculului analitic și a măsurătorilor experimentale se desprind următoarele concluzii :

Tensiunea de alimentare, obținută de la un astfel de ondulor, conține un mare număr de armonici, a căror amplitudine nu depinde de frecvență ci numai

de numărul impulsurilor n și de durata acestora k. Aceste armonici vor determina armonicile din curba curentului și a cuplului motorului asincron.

Din curba tensiunii lipsesc armonicile de ordinul trei și multiplii săi, fapt care va influența favorabil funcționarea motorului asincron.

Între valorile amplitudinilor armonicilor calculate analitic și măsurate experimental există concordanță. Diferențele care apar și care nu depășesc 7—8 % se datoresc variației tensiunii rețelei și fenomenului de comutație, care produc o deformare a formei impulsurilor de tensiune.

Armonicile de ordin superior lui 25 pot fi neglijate, nedepășind în general 10—15 % din fundamentală, mai ales pentru frecvențe de lucru mai mari de 15—20 Hz.

Forma curbei tensiunii de alimentare a motorului asincron nu se modifică mult la funcționarea în sarcină față de funcționarea în gol, ceea ce înseamnă că valorile amplitudinii armonicilor date de ondulor pot fi considerate independente de încărcarea motorului.

Intrat la redacție 15 mai 1973.

BIBLIOGRAFIE

1. Brașovan M., *Acționări electromecanice*, EDP, 1967.
2. Gervais C., Vitesse variable par tension et fréquence variable. Techniques CEM nr. 72, martie 1969, p. 49—63.
3. Largiadèr H., Quelques aspects du moteurs asynchrones alimentés par convertisseurs statiques de fréquence pour la traction électrique. Rev. Brown Boveri nr. 4, 1970, p. 152—167.
4. Waldinger H., Entraînements alimentés par convertisseurs statiques. Revue Siemens 29 (1971) nr. 6, p. 231—241.
5. Klingshirn E. A., Jordan H. O., Poliphase Induction Motor Performance and Lasses on Nonsinusoidal Voltage Sources. IEEE Trans. Power Apparatus and Systems vol. 86 nr. 3, 1968, p. 624—631.
6. Mijon C., Drouin G., Application industrielle des convertisseurs autonomes courant continu/courant alternatif. Rev. gen. Elect. noembrie 1969, p. 1055—1065.
7. Brechbuehler M., Convertisseur de fréquence pour l'alimentation a fréquence variable de monteurs asynchrones à cage. Bull. Scient. de l'A. I. M. nr. 4, iulie 1968, p. 93—99.

ГАРМОНИЧЕСКИЙ АНАЛИЗ НАПРЯЖЕНИЯ ПРИ ПИТАНИИ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ ЧЕРЕЗ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ НАПРЯЖЕНИЯ И ЧАСТОТЫ

(РЕЗЮМЕ)

В работе представлен гармонический анализ — теоретический и экспериментальный — напряжения генерированого преобразователем напряжения и частоты, предназначеного питанию асинхронных двигателей с переменной скоростью. Преобразователь предусмотрен промежуточным контуром постоянного тока постоянного напряжения и ондулятором, который подает напряжение в виде импульсов, ширина которых изменяет эффективное значение переменного тока.

L'ANALYSE HARMONIQUE DE LA TENSIONY A L'ALIMENTATION DU MOTEUR ASYNCHRON PAR CONVERTISSEUR DE TENSION ET FREQUENCE

(RESUMÉ)

Le travail présente l'analyse harmonique — teorique et l'expérimentale — de la tension generée d'un convertisseur de tension et fréquence, destiné l'alimentation des moteurs asynchrones de vitesse variable.

Le convertisseur este prevoit avec le circuit intermediar de courant continu de tension constante et un onduleur par qui on obtient une tension d'une forme de impulsions par la durée (largeur) laquelle on modifie la valeur effective de la tension alternative.

Buletinul ştiinţific şi tehnic al I.P.T.
Seria electrotehnică
Tom. 18 (32) fasc. 2/1973.

DISTORSIUNILE DE FRECVENŢĂ INTRODUSE DE OSCILOSCOPUL CU EŞANTIONARE

DE

V. TIPONUŢ

Avantajul esenţial al osciloscoapelor cu eşantionare faţă de osciloscoapele convenţionale, îl constituie posibilitatea obţinerii unei benzi de trecere echivalente de ordinul Ghz, la un factor de deviere pe verticală de cîţiva mV/cm [1]. Această performanţă nu poate fi atinsă actualmente în nici un alt mod.

În consecinţă, problema distorsiunilor de frecvenţă prezintă în cazul metodei de oscilografiere prin eşantionare o importanţă deosebită, fiind studiată în lucrările de specialitate [2], [3], [4]. Studiile efectuate au avut în vedere însă numai distorsiunile datorită circuitului de eşantionare.

În prezenta lucrare sînt analizate distorsiunile de frecvenţă introduse de osciloscopul cu eşantionare, luîndu-se în considerare atît distorsiunile determinate de circuitul de eşantionare, cît şi distorsiunile care apar la reconstituirea formei semnalului. Concluziile şi relaţiile stabilite permit calculul parametrilor unui circuit de eşantionare, care să asigure a anumită bandă de trecere echivalentă a osciloscopului.

1. POSIBILITĂŢI DE APARIŢIE A DISTORSIUNILOR DE FRECVENŢĂ ÎN OSCILOSCOPLUL CU EŞANTIONARE

Principiul metodei de oscilografiere prin eşantionare [4], [5], aplicabilă numai în cazul tensiunilor periodice, constă în eşantionarea cu o anumită frecvenţă a tensiunii de studiat u_0 şi vizualizarea amplitudinii eşantioanelor extrase (fig. 1). Forma semnalului este reconstituită apoi pe baza imaginii obţinte (u_v).

Dacă procesul de reconstituire s-ar face conform expresiei [6] :

$$u_0(t) = \sum_{n=0}^{\frac{T}{\Delta t}} u_0(n \cdot \Delta t) \cdot s_n(t) \qquad (1)$$

în care :

T — intervalul de timp corespunzător curbei vizualizate ;
Δt — pasul de eşantionare ;
$s_n(t)$ — funcţia eşantion în domeniul de timp, frecvenţa maximă

a semnalului reprezentat cu o eroare neglijabilă de curba de pe ecran, ar fi dată, pe baza teoremei eșantionării, de expresia :

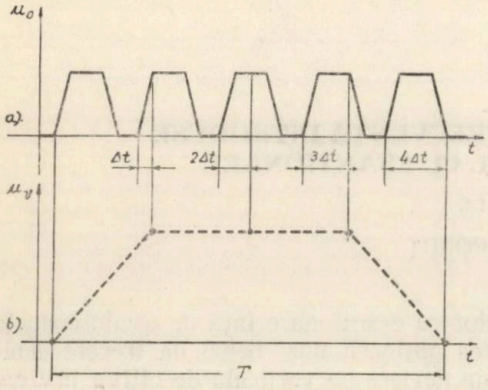


Fig. 1. Diagrama de timp a tensiunii de vizualizat și imaginea obținută pe ecran.

$$f_{max} = \frac{0{,}5}{\Delta t}. \qquad (2)$$

Din cele prezentate rezultă următoarele concluzii privind comportarea osciloscopului cu eșantionare la diferite frecvențe :

— în situația ideală, în care elementele componente nu introduc distorsiuni de frecvență și reconstituirea formei semnalului se face conform relației (1), limita superioară a benzii echivalente de trecere este dată de relația (2) ;

— în realitate, datorită comportării circuitului de eșantionare ca un circuit RC trece-jos [3], [4], prin procesul de eșantionare se introduc distorsiuni de frecvență ;

— curba de variație în timp a semnalului se aproximează între eșantioane cu o funcție liniară (fig. 1, *b*), diferită în general de cea reprezentată de rel. (1). Apar ca urmare distorsiuni care limitează banda de trecere la o valoare mai mică decît cea rezultată din relația (2).

În concluzie, studiul distorsiunilor de frecvență introduse de osciloscopul cu eșantionare se rezumă la studiul distorsiunilor care apar datorită circuitului de eșantionare și prin aproximarea formei de variație în timp a semnalului.

2. CALCULUL DISTORSIUNILOR DE FRECVENȚĂ INTRODUSE DE CIRCUITUL DE EȘANTIONARE

Din analiza principalelor tipuri de circuite de eșantionare [1], [4], [5], rezultă că schema lor echivalentă pe durata eșantionării poate fi redusă la schema din fig. 2. Prin R_i, C_i și C_m s-au notat componentele impedanței de intrare ale amplificatorului de deviere pe verticală și respectiv capacitatea de memorare. R echivalează rezistența din circuitul de încărcare al condensatorului de memorare iar K este o constantă.

Evaluarea distorsiunilor de frecvență pe care le introduce un circuit de eșantionare este posibilă utilizînd schema din fig. 2, determinată pentru circuitul respectiv.

În cele ce urmează se va aplica o metodă diferită în scopul simplificării calculelor. Ea se bazează pe observația că tensiunea u'_0 diferă de tensiunea de oscilografiat u_0 printr-o constantă (fig. 2). Rezultă că distorsiunile de frecvență introduse de circuitul de eșantionare sînt echivalente cu distorsiunile

introduse de circuitul din fig. 3, pe baza căruia vor fi efectuate în continuare calculele.

În acest scop se presupune că tensiunea $u(t)$ variază sinusoidal în timp, adică este dată de expresia :

$$u(t)=u_{max}\sin(\omega t+\varphi) \tag{3}$$

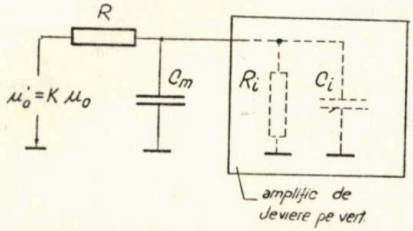


Fig. 2. Schema echivalentă a circuitului de eșantionare.

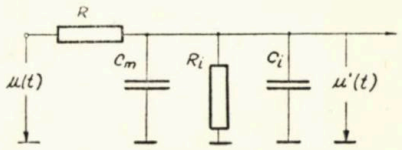


Fig. 3. Schema echivalentă pentru calculul distorsiunilor.

și că un proces de eșantionare începe în momentul $t=0$. Distorsiunile de frecvență — de amplitudine și de fază — se datoresc variației cu frecvența a diferenței dintre tensiunile $u(t)$ și $u'(t)$ la sfîrșitul eșantionării. Ele pot fi evaluate prin mărimea $\varepsilon_r(\omega)$, dată de expresia :

$$\varepsilon_r(\omega)=\frac{u(\tau)-u'(\tau)}{u_{max}} \tag{4}$$

în care τ reprezintă durata unui proces de eșantionare.

Pentru calculul valorii lui ε_r se determină mai întîi expresia tensiunii $u'(t)$, rezolvînd în condiții inițiale nule ecuația integro-diferențială asociată circuitului :

$$RC\cdot\frac{du'(t)}{dt}+u'(t)=u(t) \tag{5}$$

În ecuația de mai sus termenul $R/R_i\cdot u'(t)$ a fost neglijat, fiind satisfăcută inegalitatea $R_i\gg R$ și s-a notat prin C capacitatea echivalentă C_m+C_i.

Se obține în final o soluție de forma :

$$u'(t)=\frac{u_{max}}{1+(\omega RC)^2}\left[(\omega RC\cos\varphi-\sin\varphi)e^{-\frac{t}{RC}}+\sin(\omega t+\varphi)-\omega RC\cos(\omega t+\varphi)\right] \tag{6}$$

Mărimea ε_r se determină acum din relațiile (3), (4) și (6), rezultînd după unele transformări trigonometrice expresia :

$$\varepsilon_r=\frac{1}{1+(\omega RC)^2}\left[\omega RC\sqrt{1+(\omega RC)^2}\sin(\omega\tau+\varphi+\theta)-(\omega RC\cos\varphi-\sin\varphi)e^{-\frac{t}{RC}}\right] \tag{7}$$

în care :

$$\theta=\operatorname{arc\,tg}\frac{1}{\omega RC}\cdot$$

În expresia (7) intervine ca parametru al semnalului, pe lîngă pulsație, faza inițială φ. Presupunînd cunoscuți parametrii R, C, τ, pentru studiul distorsiunilor este suficient să se ia în considerare, corespunzător fiecărei frecvențe, valoarea absolută maximă a lui ε_r ($|\varepsilon_r|_{max}$) în domeniul de variație a lui φ.

Din analiza variației funcției $\varepsilon_r(\varphi)$, rezultă prin anularea derivatei, valorile φ_1 și φ_2 ale variabilei în punctele de extrem:

$$\varphi_1 = \operatorname{arctg} \frac{\omega RC\sqrt{1+(\omega RC)^2}\cos(\omega t+\theta)+e^{-\frac{t}{RC}}}{\omega RC\sqrt{1+(\omega RC)^2}\sin(\omega t+\theta)-\omega RCe^{-\frac{t}{RC}}} \tag{8}$$

$$\varphi_2 = \varphi_1 - \pi \tag{9}$$

Se observă (rel. (7), (8), (9)), că extremele funcției $\varepsilon_r(\varphi)$ sînt egale și de semne contrare, astfel că mărimea $|\varepsilon_r|_{max}$ poate fi calculată cu oricare dintre valorile φ_1 și φ_2.

Expresiile (7), (8) și (9) pot fi practic utilizate, dacă se reprezintă funcția $|\varepsilon_r|_{max} = f(\omega RC)$ pentru $\tau/RC = ct$ și avînd valori uzuale (fig. 4).

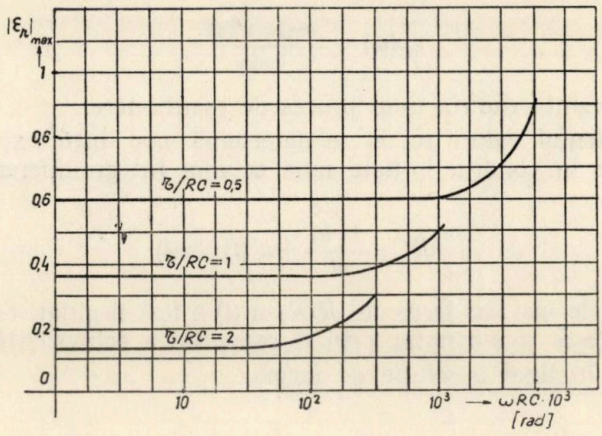


Fig. 4. Dependența mărimii $|\varepsilon_r|_{max}$ de mărimile ωRC și τ/RC.

Din analiza curbelor $|\varepsilon_r|_{max} = f(\omega RC)$ rezultă de asemenea n concluzii generale privind comportarea circuitelor de eșantionare la diferite frecvențe.

Se constată că pentru un anumit raport τ/RC, $|\varepsilon_r|_{max}$ variază neglijabil pînă la o anumită frecvență f'; aceasta înseamnă că pînă la acea frecvență distorsiunile introduse de circuitul de eșantionare sînt neglijabile. Valoarea f' este cu atît mai ridicată, cu cît raportul τ/RC și produsul RC sînt mai mici.

3. CALCULUL DISTORSIUNILOR ÎNTRODUSE PRIN APROXIMAREA FORMEI SEMNALULUI

Operația de reconstituire a formei semnalului, este asemănătoare procesului de restabilire a semnalului continuu din cel eșantionat, cu ajutorul circuitelor de extrapolare. Aprecierea distorsiunilor ce se introduc prin operația de reconstituire, este posibilă deci, pe baza caracteristicilor de frecvență ale unui extrapolar fictiv, care aproximează semnalul între eșantionare prin variații liniare (fig. 1, *b*).

Calculul caracteristicilor de frecvență ale circuitului de extrapolare fictiv se poate face prin metoda cunoscută [6], [7].

Se determină răspunsul $h(t)$ al circuitului la impulsul unitar (fig. 5):

$$\begin{aligned} h(t) &= 1 - \frac{1}{\Delta t} \cdot t \quad \text{pentru } 0 \leqslant t \leqslant \Delta t \\ h(t) &= 0 \qquad\quad \text{pentru } 0 > t > \Delta t \end{aligned} \tag{10}$$

Aplicînd lui $h(t)$ transformata Laplace, se obține funcția de transfer $H(p)$ a extrapolatorului:

$$H(p) = \frac{e^{-p\Delta t} + p\Delta t - 1}{p^2 \Delta t} \tag{11}$$

Din relația (11) rezultă, în condiții inițiale nule, caracteristicile amplitudine-frecvență și fază-frecvență:

$$H(\omega) = \frac{1}{\omega^2 \Delta t} \sqrt{(1 - \cos \omega \Delta t)^2 + (\sin \omega \Delta t - \omega \Delta t)^2} \tag{12}$$

$$\Phi(\omega) = \operatorname{arctg} \frac{\sin \omega \Delta t - \omega \Delta t}{1 - \cos \omega \Delta t}. \tag{13}$$

Analizînd răspunsul la frecvență, reprezentat în fig. 6., al circuitului de extrapolare fictiv, se pot trage următoarele concluzii privind osciloscopul cu eșantionare:

— dacă distorsiunile de frecvență introduse de circuitul de eșantionare sînt neglijabile, frecvența limită superioară f_S, a benzii de trecere (considerată la 3 dB), este dată de expresia (fig.6):

$$f_S \cong \frac{0{,}55}{\Delta t} \tag{14}$$

— în interiorul benzii de trecere definită de relația (14), caracteristica fază-frecvență poate fi aproximată printr-o dreaptă, ceea ce înseamnă că distorsiunile de fază care apar sînt neglijabile.

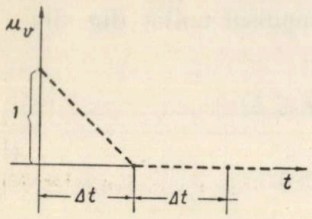


Fig. 5. Răspunsul extrapolatorului fictiv la impulsul unitar.

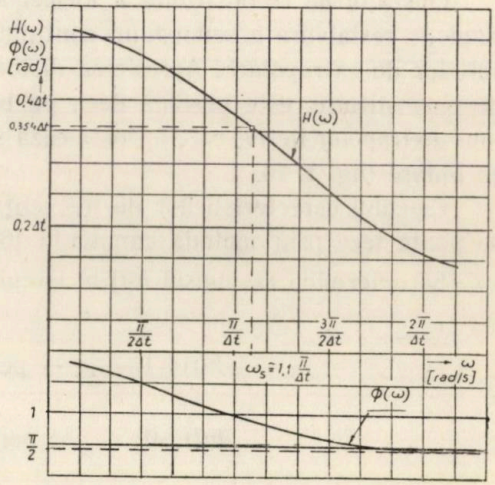


Fig. 6. Caractreisticile atenuare-frecvență și fază-frecvență ale extrapolatorului fictiv.

4. CALCULUL PARAMETRILOR UNUI CIRCUIT DE EȘANTIONARE

Problema care se pune constă în determinarea parametrilor R, C, τ și Δt ai unui circuit de eșantionare, care să asigure o anumită limită superioară f_S impusă a benzii de trecere echivalente a osciloscopului.

Din caracteristicile reprezentate în fig. 4, se determină prin încercări succesive valorile R, C și τ, pentru care distorsiunile sînt neglijabile pînă la o frecvență $f' = f_S$. În funcție de produsul RC obținut, se stabilesc apoi parametrii R și C ai circuitului. Mărimea pasului de eșantionare necesar se calculează din relația (14), pentru valoarea dată a lui f_S.

CONCLUZII

Din cele prezentate rezultă că distorsiunile de frecvență pe care le introduce un osciloscop cu eșantionare, se datoresc circuitului de eșantionare și aproximării formei semnalului prin variații liniare. Distorsiunile generate de circuitul de eșantionare depind de parametrii acestui circuit: mărimile R, C și durata τ. Distorsiunile care se introduc la reconstituirea formei semnalului sînt determinate de pasul de eșantionare Δt.

Intrat la redacție la 31.V.1973.

BIBLIOGRAFIE

1. Farnbach, W., A scrutable sampling osciloscope. In: Hewlet-Packard Journal, nov., 1971, p. 2.
2. Vol, V. A., C teorii stroboscopicescovo ostillografirovania. In: Radiotehnica, V. 13, nr 8, 1958, p. 63.
3. Vol, V. A., O vosproizvedenii stroboscopiceschim ostillograform periodiceskih signalov proizvolnoi formî. In: Radiotehnica, V. 14, nr. 3, 1959, p. 69.
4. Morughin, L. A., Glebovici, G. V., *Nanosecundnaia impulsnaia tehnica.* Editura „Sovetskoe Radio", Moscova, 1964.
5. Fedotov, N. D., *Neobîcnovennîi ostillograf.* Editura „Atomizdat", Moscova, 1969.
6. Spătaru, Al., *Teoria transmisiunii informației. Semnale și perturbații.* Editura tehnică, București, 1965.
7. Kuo, C. B., *Sisteme automate cu eșantionare. Analiza și sinteza.* Editura Tehnică, București, 1967.

АМПЛИТУДНЫЕ ИСКАЖЕНИЯ ВВЕДЕННЫЕ СТРОБОСКОПИЧЕСКИМ ОСЦИЛЛОГРАФОМ

(РЕЗЮМЕ)

В работе рассматриваются амплитудные искажения, введенные стробоскопическим осциллографом, на основании искажений выявленных преобразователем и воспроизведением формы сигнала. Полученные результаты позволяют расчёт параметров преобразователя, обеспечивающий определенную полосу пропускания осциллографа.

LES DISTORSIONS EN FRÉQUENCE INTRODUITS PAR L'OSCILOSCOPE Á E'CHANTILLONAGE

(RÉSUMÉ)

Le travail fait l'analyse des distorsions en fréquence introduites par l'osciloscope à échantillonage on partant des distorsions qui apparaissent à cause du circuit d'échantillonage et du procès de réconstitution de la forme du signal. Les résultats obtenus permettent de calculer les paramètres du circuit d'échantillonage qui assûrent une certaine bande passante de l'osciloscope.

Buletinul ştiinţific şi tehnic al I.P.T.
Seria electrotehnică
Tom. 18 (32) fasc. 2/1973.

METODA DE CALCUL A DISPOZITIVULUI DE EŞANTIONARE PENTRU OSCILOGRAFIEREA TENSIUNILOR

DE

V. TIPONUŢ

Osciloscoapele cu eşantionare prezintă performanţe care le fac indispensabile într-o serie de măsurători electronice [1]. Aceste performanţe sînt determinate în cea mai mare parte de parametrii dispozitivului de eşantionare, pentru care nu există în literatură o metodă de calcul.

Avînd în vedere cele de mai sus, a fost elaborată o metodă sistematică de calcul a parametrilor unui dispozitiv de eşantionare, în funcţie de performanţele impuse osciloscopului. Metoda ce se propune este utilă şi constituie prima etapă în proiectarea osciloscoapelor cu eşantionare.

1. DETERMINAREA EXPRESIILOR DE CALCUL A PARAMETRILOR DISPOZITIVULUI

Osciloscoapele cu eşantionare cuprind ca element caracteristic un dispozitiv de eşantionare, a cărui schemă bloc este reprezentată în fig. 1 [2], [3].

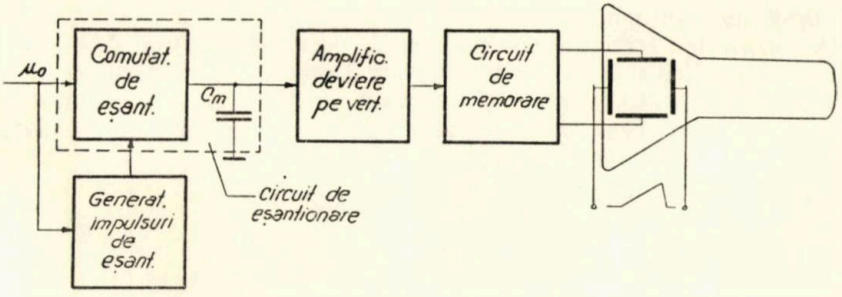


Fig. 1. Schema bloc a dispozitivului de eşantionare.

În [4] sînt prezentate unele probleme privind funcţionarea şi parametrii caracteristici ai circuitului de eşantionare. În cele ce urmează este analizată funcţionarea generatorului impulsurilor de eşantionare şi a amplificatorului de deviere pe verticală, cu scopul stabilirii expresiilor parametrilor caracteristici ai acestor elemente. Se presupune că perioada T_0 a tensiunii de oscilografiat este constantă şi că procesul de eşantionare are loc în fiecare perioadă T_0.

Generarea impulsurilor de eșantionare se face frecvent conform principiului reprezentat în fig. 2.

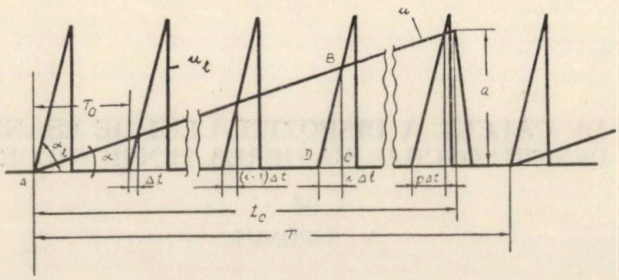


Fig. 2. Principiul generării impulsurilor de eșantionare.

La începutul fiecărei perioade a tensiunii de oscilografiat este generat un impuls u_t de tensiune liniar variabilă. Baza de timp a osciloscopului funcționînd în regim declanșat, simultan cu unul dintre impulsurile u_t începe generarea tensiunii bază de timp.

Impulsurile u_t sînt comparate apoi cu tensiunea u, obținută din tensiunea bază de timp prin atenuare.

De fiecare dată cînd prin creșterea tensiunii u_t, valoarea acesteia devine egală cu tensiunea u, este generat un impuls de eșantionare care închide pe durata sa comutatorul.

Rezultă că întîrzierea cu care are loc închiderea comutatorului, față de începutul perioadei tensiunii de oscilografiat, crește de la o perioadă la alta cu un interval constant Δt (pasul de eșantionare). În acest fel, eșantioanele extrase vor corespunde unor valori ale tensiunii de oscilografiat, separate în timp prin pasul de eșantionare.

Pe baza celor prezentate se pot defini, pe lîngă mărimea Δt și alți parametri caracteristici ai dispozitivului: scara timpului S, numărul de puncte p din care este alcătuită imaginea și intervalul de timp t_0, corespunzător porțiunii vizualizate din curba de variație în timp a semnalului; de asemenea pot fi stabilite expresiile lor de calcul.

Din $\Delta\ ABC$ și $\Delta\ DBC$ (fig.2), rezultă egalitatea:

$$(i \cdot T_0 + i \cdot \Delta t)\operatorname{tg}\alpha = i \cdot \Delta t \cdot \operatorname{tg}\alpha_t \qquad (1)$$

pe baza căreia se deduce expresia pasului de eșantionare sub forma:

$$\Delta t = \frac{\operatorname{tg}\alpha}{\operatorname{tg}\alpha_t - \operatorname{tg}\alpha} \cdot T_0. \qquad (2)$$

Două valori ale tensiunii care se oscilografiază, separate prin pasul de eșantionare, sînt vizualizate la un interval de timp egal cu $T_0 + \Delta t$ (fig.2). Acest lucru implică următoarele consecințe:

— durata fenomenului corespunzătoare imaginii obţinute prin eşantionare, este mai mare decît durata reală a fenomenului de un anumit număr de ori N, pe care îl denumim factor de scară. Cu notaţiile de mai sus:

$$N = \frac{T_0 + \Delta t}{\Delta t} \tag{3}$$

şi ţinînd seama de relaţia (2) şi notaţiile din fig. 2, se obţine:

$$N = \frac{t_c}{a} \cdot \operatorname{tg} \alpha_1 \tag{4}$$

— scara de timp S a osciloscopului cu eşantionare, va diferi de scara reală S' a timpului, corespunzătoare vitezei de deplasare pe orizontală a spotului, conform relaţiei:

$$S = \frac{S'}{N}. \tag{5}$$

Deoarece mărimea S' este definită de expresia:

$$S' = \frac{t_c}{d} \tag{6}$$

în care d reprezintă lungimea desfăşurării iar N este dat de relaţia (4), rezultă în final că:

$$S = \frac{a}{d \cdot \operatorname{tg} \alpha_1} \tag{7}$$

Împărţind intervalul de timp t_c, corespunzător curbei vizualizate, la factorul de scară al timpului N, se obţine mărimea parametrului t_0:

$$t_0 = \frac{a}{\operatorname{tg} \alpha_1}. \tag{8}$$

Din punct de vedere al posibilităţii interpretării imaginii obţinute, prezintă interes numărul de puncte p din care este alcătuită curba de pe ecran.

Pentru calculul parametrului p se pleacă de la constatarea că fiecare punct al curbei este vizualizat, faţă de punctul precedent, la un interval de timp $T_0 + \Delta t$, adică $N \cdot \Delta t$. Numărul de puncte vizualizate pe ecran şi care corespunde timpului de creştere al tensiunii bază de timp, va avea atunci valoarea:

$$p = \frac{t_c}{N \cdot \Delta t}. \tag{9}$$

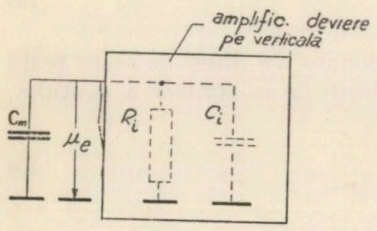
Ţinînd seama de mărimea lui N (rel. (4)), se obţine expresia lui p sub forma:

$$p = \frac{a}{\Delta t \cdot \operatorname{tg} \alpha_1}. \tag{10}$$

Expresiile de calcul ale parametrilor amplificatorului de deviere pe verticală rezultă în urma analizei proceslor care au loc în circuitul de intrare al amplificatorului.

Schema echivalentă a acestui circuit, corespunzătoare intervalului de timp dintre impulsurile de eșantionare, este reprezentată în fig. 3. C_m reprezintă aici capacitatea de memorare iar R_i și C_i componentele impedanței de intrare.

După terminarea unui proces de eșantionare tensiunea u_e este amplificată și simultan ea își micșorează valoarea, ca urmare a descărcării capacităților din circuit peste rezistența R_i. Tensiunea amplificată, disponibilă spre a fi memorată și vizualizată, se obține la ieșirea amplificatorului cu o întîrziere egală cu timpul lui de ridicare t_r.



F.g. 3. Schema echivalentă a circuitului de intrare al amplificatorului de deviere pe verticală.

Pentru ca eroarea de măsură datorită modificării tensiunii u_e în intervalul de timp t_r, să fie neglijabilă, este necesar să fie îndeplinită condiția :

$$R_i(C_m+C_i)=R_iC \gg t_r \qquad (11)$$

Pe baza ultimei relații se poate stabili valoarea timpului de ridicare t_r al amplificatorului de deviere pe verticală.

Componenta cu frecvența cea mai scăzută din spectrul semnalului de la intrarea amplificatorului, are perioada egală cu perioada de repetiție $T_0+\Delta t$ a impulsurilor de eșantionare. Rezultă că valoarea frecvenței f_i, corespunzătoare limitei inferioare a benzii de trecere, este dată de relația :

$$f_i=\frac{1}{T_0+\Delta t}\cong\frac{1}{T_0}. \qquad (12)$$

Trebuie remarcat că după memorarea amplitudinii impulsului amplificat, căderea palierului acestuia nu afectează funcționarea dispozitivului ; prin urmare frecvența f_i poate fi mai ridicată decît cea rezultată din relația (12). Proiectarea amplificatorului în această ipoteză prezintă însă unele dificultăți, în special cînd el conține mai multe etaje.

Concluziile și expresiile prezentate au fost stabilite presupunînd că procesul de eșantionare are loc în fiecare perioadă a tensiunii de oscilografiat. Dacă frecvența de repetiție a acestei tensiuni este ridicată, eșantionarea poate avea loc în fiecare a n-a perioadă de repetiție ($n=1, 2, 3, \ldots$). Expresiile de calcul stabilite rămîn valabile și în acest caz, dacă mărimea T_0 se înlocuiește cu $n \cdot T_0$.

3. PREZENTAREA METODEI DE CALCUL A DISPOZITIVULUI

Metoda care se propune pornește de la următoarele date inițiale de calcul : frecvența f_S, corespunzătoare limitei superioare a benzii de trecere a osciloscopului, valorile maximă și minimă $T_{0\,max}$ și $T_{0\,min}$ ale perioadei T_0 și lungimea d a desfășurării.

Calculele decurg după cum urmează:

a) utilizînd metoda prezentată în [4], se determină în funcţie de valoarea f_S impusă, următorii parametri ai circuitului de eşantionare: mărimile R, C, durata τ a eşantionătrii şi pasul Δt. Parametrii R şi C servesc la proiectarea comutatorului şi a capacităţii de memorare;

b) din relaţia (2) rezultă că pentru valori diferite ale lui T_0, pasul de eşantionare poate fi modificat la valoarea necesară variindu-l fie pe tg α fie pe tg α_l. Prin modificarea lui tg α_l se modifică însă şi scara timpului S (rel. (7)). De aceea se preferă modificarea mărimii tg α, prin reglarea timpului de creştere t_c al tensiunii bază de timp.

Se alege valoarea constantă a lui tg α_l şi din relaţia (2) rezultă, corespunzător lui $T_{0\,max}$, mărimea tg α_{min}, pentru care pasul de eşantionare are valoarea calculată la pct. a).

Pe baza parametrilor τ şi tg α_l poate fi proiectat generatorul impulsurilor de eşantionare;

c) tg α_{min} se obţine mărind timpul de creştere al tensiunii bază de timp pînă la o valoare maximă $t_{c\,max}$, pentru care imaginea obţinută mai poate fi interpretată. În funcţie de tg α_{max} şi $t_{c\,max}$ rezultă valoarea lui a (fig. 2);

d) utilizînd relaţiile (7), (8) şi (10) se calculează parametrii: S, t_0 şi p. Pentru ca imaginea să poată fi uşor interpretată se recomandă $p \geqslant 50$;

e) în unele situaţii este util ca scara de timp a osciloscopului să poată fi micşorată faţă de valoarea calculată la pct. d). În acest scop se prevede posibilitatea reducerii de un anumit număr de ori a amplitudinii a (rel. (7)). Se calculează pentru noile valori ale lui a parametrii: S, t_0 şi p. Se va avea în vedere ca $p \geqslant 50$;

f) adoptînd o anumită valoare pentru R_i, se poate determina pe baza expresiei (11) timpul de ridicare t_r (C avînd valoarea rezultată la pct. a);

g) utilizînd relaţia (12), în care $T_0 = T_{0\,max}$, se calculează frecvenţa f_i.

4. EXEMPLU DE CALCUL

Se prezintă în final calculul prin metoda dată la pct. 3, a unui dispozitiv de eşantionare la care se impun următorii parametri: $f_S = 500$ MHz, $T_{0\,max} = 10^{-3}$ s şi $T_{0\,min} = 10^{-5}$ s. Se cunoaşte de asemenea, că osciloscopul din care faceparte dispozitivul are $d = 12{,}5$ cm şi $t_{c\,max} = 10^{-1}$ s.

Frecvenţa de repetiţie impusă, a tensiunii de oscilografiat fiind relativ scăzută ($1/T_{0\,min} = 100$ kHz), calculele se efectuează în ipoteza că eşantionarea are loc în fiecare perioadă.

Din [4] rezultă pentru $\tau/RC = 0{,}5$, $\omega RC = 2{,}18$. Considerînd $RC = 0{,}6 \cdot 10^{-9}$ s ($R = 60$ ohmi, $C = 10$ pF), se obţine $\tau = 0{,}3 \cdot 10^{-9}$ s, $f_S = 580$ MHz şi $\Delta t \cong 10^{-9}$ s.

Se alege tg $\alpha_l = 2 \cdot 10^7$ V/s şi cu relaţia (2) se calculează pentru $T_{0\,max} = 10^{-3}$ s, tg $\alpha_{min} \cong 20$ V/s. Cunoscînd $t_{c\,max} = 10^{-1}$ s, rezultă $a = 2$ V.

Din relaţiile (7), (8) şi (10) rezultă, corespunzător lui $a = 2$ V, mărimile: $S = 8 \cdot 10^{-9}$, $t_0 = 10^{-7}$ s şi $p = 100$.

Se prevede posibilitatea reducerii la jumătate a scării de timp a osciloscopului, obținîndu-se în această situație : $a=1$ V, $S=4\cdot10^{-9}$, $t_0=5\cdot10^{-8}$ s și $p=50$.

Considerînd $R_i=350$ kohmi, rezultă din relația (11) $t_r=0{,}35\cdot10^{-6}$s. Se calculează în final cu expresia (12) $f_i=1$ kHz.

CONCLUZII

Metoda prezentată permite determinarea printr-un calcul simplu a parametrilor dispozitivului de eșantionare, în funcție de banda de trecere impusă și valorile maximă și minimă ale perioadei de repetiție a tensiunii de oscilografiat. Pe baza parametrilor calculați este posibilă proiectarea în continuare a schemei electronice detaliate a dispozitivului. Metoda este aplicabilă în cazul dispozitivelor de eșantionare care se folosesc pentru oscilografierea tensiunilor avînd perioada de repetiție constantă.

Intrat la redacție la 10.VI.1973.

BIBLIOGRAFIE

1. Farnbach, W., A scrutable sampling osciloscope. In: Helwett-Packard Journal, nov., 1971, p. 2.
2. Amodei, J. J., Converting osciloscops for fast rise time sampling. In: Electronics, iunie, 1960, p. 96.
3. Fricke, H. W;, Der Abtast-Oszillograf. In: Elektronik, v. 16, nr. 12, 1967, p. 361.
4. Tiponuț, V., Distorsiunile de frecvență introduse de osciloscopul cu eșantionare. In: Buletinul științific al I. P. T.

МЕТОД РАСЧЕТА СТРОБОСКОПИЧЕСКОГО УСТРОЙСТВА В ВИДУ ОСЦИЛЛОГРАФИРОВАНИЯ НАПРЯЖЕНИЙ

(РЕЗЮМЕ)

В работе представлен метод расчёта параметров стробоскопического устройства, пренадлежащего осциллографу.

Метод применим в случае устройств предназначенных осциллографированию напряжений с постоянным периодом повторения.

MÉTHODE DE CALCUL D'UN DISPOSITIF D'ÉCHANTILLONAGE POUR L'OSCILOGRAFAGE DES TENSIONS

(RÉSUMÉ)

Dans ce travail on présente une méthode de calcul pour les paramètres d'un dispositif d'échantillonage utilisée dans un osciloscope. La méthode c'est appliquable dans le cas des dispositif déstinés a l'oscilografage des tensions dont la période de répétition est constante.

Buletinul ştiinţific şi tehnic al I.P.T.
Seria electrotehnică
Tom. 18 (32) fasc. 2/1973.

ORE AND COAL TRANSPORT ON ROLLING CHUTES DRIVEN BY LINEAR MOTORS

BY

V. VĂZDĂUŢEANU and A. RĂDOI

1. CONSTRUCTIVE SOLUTIONS OF ROLLING CHUTES DRIVEN BY LINEAR MOTORS

The transport of coal and ores can be made by various transport systems, differing with the mine, depending on transport volume and specific conditions of working, the following transport systems could be counted :
— transport by lorries on railway :
— transport with belts ;
— flight conveyors ;
— transport on ropeway ;
— transport with dump trucks.

The intermittent transport with lorries, ropeways, dump trucks, as well as the flight conveyors may be taken into account only in case of relatively small transport volumes. For great transport capacities, the belt conveyors are called for.

Rolling chutes driven by linear motors can be made in two versions :
— rolling chutes with double superposed ways [4] ;
— rolling chutes with torsional self-discharge [3].

In case of the transport system on rolling chutes with double superposed way, the overall transport length L, which can be from a few hundred meters to tens of kilometers (fig. 1), can be divided, from the point of view of the transport process and of the circulation velocity, in three zones, L_1, L_2 and L_3. In the L_1 transport zone of the rolling chute, circulation velocity is $v=2—3$ m/s and is achieved by changing the supply voltage frequency of the inductors.

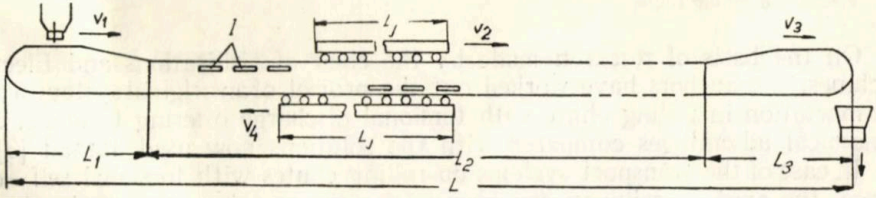


Fig. 1. The circulation scheme of the rolling chute with double superposed way : L_1 — charging zone with velocity v_1; L_2 — transport zone with circulation velocity v_2 and returning zone of the empty rolling chutes with velocity v_4; L_3 — discharging zone with velocity v_4; L_j — length of the rolling chute; I — inductors.

In the L_2 transport zone on the built appliances the circulation is made with $v_2=v_4=7$ m/s and on the future appliance is foreseen a circulation of the laden chute with $v_2=14$ m/s and of the empty return, a velocity of $v_4=25$ m/s.

În fig. 2 a cross-section through the transport appliance in the zone L_2 may be seen.

The mobile portion of the L_j (fig. 1) long chute is made of trucks on two axles joined with a plastic belt allowing entering into curves of the rolling chute in a vertical plane with a minimum radius of 3 m and in a horizontal plane with a minimum radius of 20 m.

The first experimental appliance for the coal transport on rolling chutes with double superposed way has been built in France in 1968 [1].

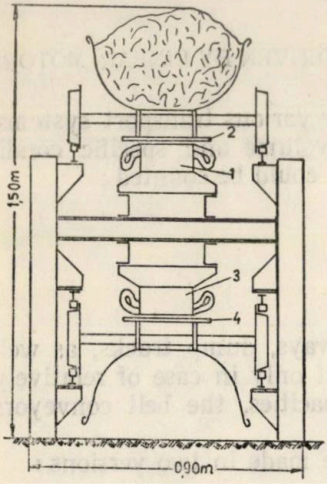


Fig. 2. Cross section through the transport appliance in the zone L_2 :

1 — fixed inductior for driving the laden chutes wich are circulating on the superior part with velocity v_2; *2* — the moving part rotor (secondary) of the laden rolling chute; *3* — fixed inductor for driving the inferior returning part of the discharged chutes circulating with velocity v_4; *4* — the moving part rotor of the discharged rolling chute.

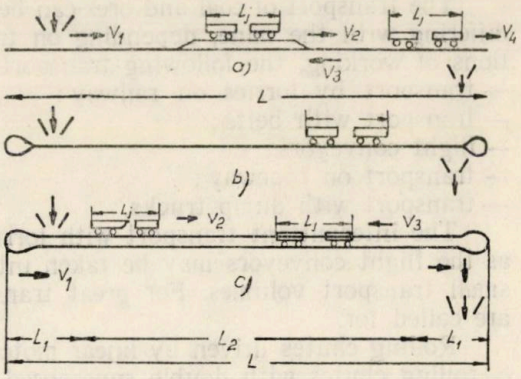


Fig. 3. The circulation scheme of the rolling chute with torsional, self-discharge :

a — simple way switch gear in the middle zone; *b* — simple way with returning loop at the ends.

On the basis of research made by the chair of Utilisations and Electric Machines, the authors have worked out the project of an original system of coal transportation in rolling chute with torsional discharge offering technical and economical advantages compared with the solutions now used abroad [3].

In case of the transport systems on rolling chutes with torsional self–discharge, the existing railways can be used for the coal transport in trucks by insertion of inductors at distances equal to the lenght L_j (fig. 3) of the trucks-train.

The mobile portion of the transport system with rolling chutes of L_j length (fig. 3) consists of trucks with a single axle intercoupled by a ball joint and a plastic belt allowing entering into curves on a vertical plane with a minimum radius of 2 m and on a horizontal plane with a minimum radius of 6 m.

In case of transport volumes up to 500 t/h and distances $L \leqslant 3$ km can be used a simple way and a single rolling chute, while for transport capacities less than 500 t/h and distances $L \leqslant 6$ km a simple way with two rolling chutes and a switch gear at half of the transport distance for the rolling chutes' crossing (fig. 3, *a*). is satisfying. A more favourable solution for transport capacities less than 500 t/h and distances L 6 km is achieved by turning the rolling chute in the loading and discharging stations by a loop in horizontal plane with a radius of 6 m (fig. 3, *b*). At the simple way (fig. 3, *a*, *b*) the velocity in the loading zone L_1 and in the discharge zone L_4 is $v_1 = v_3 = 5—10$ m/s.

In case of great transport capacities of 1 000—10 000 t/h a double way with a reversing curve rail in horizontal plane at the ends of the trip (fig. 3, *c*)

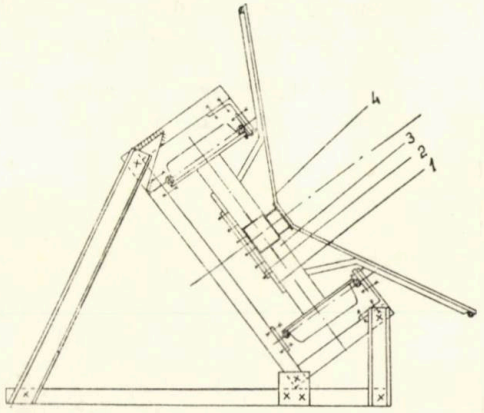


Fig. 4. Cross section through the torsional self-discharge zone of the rolling chute.
1 — steel secondary (rotor); *2* — aluminium secondary; *3* — axle; *4* — chute of sheet iron.

must be applied. At the double way the loading and discharge velocities are $v_1 = v_4 = 3$ m/s and the transport velocity in loaded state is allowed $v_2 = 5—10$ m/s and discharged — $v_3 = 10—20$ m/s.

The torsional self-discharge of the rolling chute is made by tilting it with a 70° angle (fig. 4).

2. TECHNICAL AND ECONOMICAL COMPARISON OF THE ROLLING CHUTES TRANSPORT SYSTEM WITH CONVENTIONAL TRANSPORT SYSTEMS.

The new transport system with rolling chutes combines the advantages of the belt conveyor and of the trucks, i. e. :

— the transport may be made on a trip with guidance in curves in all planes and may be used with coarse-grained materials (advantages met in truck transport) ;
— drive with linear motors allows transportation on trips with declivities and in terminus points loading and unloading is made (advantages met in conveyor belts) ;
— the rolling chute, having a discontinuous belt transport structure, allows the extension of the conveyor to unlimited distances with the relatively reduced investment (advantage met in the railway transport).

Driving with linear motor of the rolling chute contributes more than the belt conveying and truck conveying, with the following advantages :
— the problem of adherence, limiting accelerations by starting and decelerations by braking, as well as declivity of transport trip are not raised any more;
— possibility to reach high velocities, the consequence of which is higher transport volumes with a relatively low overall dimensions ;
— elimination of the device for transmitting torque from motor to wheel pairs ;
— the transport appliance can be used in media with explosion hazards ;
— weight of the moving part decreases since the inductor is fixed on the rolling chutes ;
— down the slopes the linear motor brakes by recuperating energy ;
— by braking through counter current can be rapidly braked ;

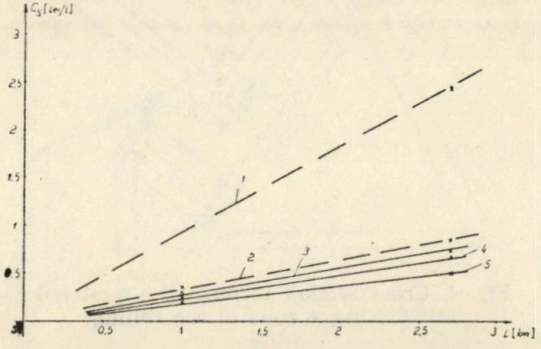


Fig. 5. Specific cost variation of the transport in term of the transport length for differing transport systems of transport volumes up to 1240 tones/hour :
1 — transporting belt; *2* — rolling chute with double superrolling chute with torsional self-discharge at an angle of 70° with double not superposed way; *4* — rolling chute with torsional self-discharge at an angle of 135° with smiple may; *5* — rolling chute with torsional self-discharge at an angle of 70° with simple way.

— by direct current supply of inductors the train is safety braked when the alternating current is switched off ; braking in a direct current excited field leads to soft brake.

Comparison of specific costs for various transport systems for 1240 t/h is presented în fig. 5.

3. INVESTIGATION PLANNING

The experimental station in course of construction consists of a railway of a gauge of 0,6 m, a length of 40 m, a rolling chute of 11 m with 11 elements driven by 2 linear inductors, each having a length of 2 m.

Purpose of these investigations is to establish the range within which the basic parameters of the system components may be chosen and check the main theoretical conclusions of our research.

Intrat la redacție la 5.VI.1973.

REFERENCES

1. Y. Machefert – Tassin, Applications du moteur linéaire dans les transports. Revue Générale de l'Electricité. 2/1971.
2. Rădoi A., Văzdăuțeanu V., Cercetări teoretice și experimentale privind optimizarea constructivă și funcțională a motorului de inducție liniar. Documentație cu rezultatele cercetărilor la contractul nr. 11683/1971 încheiat între MICM și Inst. politehnic „Traian Vuia" din Timișoara, 1972.
3. Rădoi A., Văzdăuțeanu V., Sistem de transport cu autodescărcare acționat cu motor liniar. Dosar OSIM 85081.
4. Văzdăuțeanu V., Rădoi A., Transportul cărbunelui cu ajutorul jgheaburilor rulante acționate cu motoare liniare. Revista minelor nr. 1/1973.
5. Văzdăuțeanu V., Rădoi A., Studiu privind proiectarea, construcția și funcționarea motorului de inducție liniar pentru acționarea culuarelor rulante. The third conference on electricity. București 21–23 sept. 1972.

ТРАНСПОРТ РУДЫ И УГЛЯ ЧЕРЕЗ ВРАЩЮЩИЕСЯ ЛОТКИ С ПРИВОДОМ ОТ ЛИНЕЙНОГО ДВИГАТЕЛЯ

(РЕЗЮМЕ)

Предложенные решения по транспорту основываются на новые понятия в конструктивном и функциональном смысле слова, с эффективностью и экономическими результатами превышающими современные транспортные системы.

На основе полученных результатов были спроектированы установки пилот в курсе производства.

TRANSPORT DE MINEREU ȘI CĂRBUNE PRIN JGHEABURI RULANTE ACȚIONATE CU MOTOARE LINIARE

(REZUMAT)

Soluțiile de transport propuse sînt bazate pe concepții noi sub aspect constructiv și funcțional cu performanțe și eficiență economică superioare față de actualele sisteme de transport.

Pe baza rezultatelor obținute pînă acum au fost elaborate proiectele unor instalații pilot în curs de execuție.

TRANSPORT DE MINERAI ET DE CHARBON PAR DES AUGES ROULANTS ACTIONNÉS PAR DES MOTEURS LINÉAIRES

(RÉSUMÉ)

Les solutions de transport proposées sont basées sur des conceptions nouvelles sous l'aspect constructif et fonctionnel avec des performances et efficience économique supérieure auprès des actuels systèmes de transport.

Grace aux résultats obtenus jusqu'à présent ont été elaborés les projets de quelques installations pilotes en cours d'exécution.

Buletinul ştiinţific şi tehnic al I.P.T.
Seria electrotehnică
Tom. 18 (32) fasc. 2/1973.

O METODĂ DE REZOLVARE CU CALCULATORUL A TABELELOR DE IMPLICANŢI PRIMI

DE

V. POP

1. INTRODUCERE

Determinarea formelor minime ale unei funcţii de comutare pe baza tabelului implicanţilor primi este o problemă tipică de acoperire. Pentru soluţionarea acestei probleme este necesar să se găsească în primul rînd acoperirile posibile şi să se caute printre acestea acoperirea cu cost minim.

În literatură se prezintă mai multe metode de rezolvare a acestei probleme, fie folosind în acest scop o funcţie booleană, numită funcţia implicanţilor primi [1], fie folosind programarea liniară [2] sau unele metode mai puţin exacte, dar rapide, care permit găsirea unei forme aproximativ minime [3] şi [4]. Toate aceste metode conduc la programe de calculator relativ complicate. Metoda propusă în lucrare constă în formarea, pe baza unei reguli simple, a tuturor acoperirilor posibile ale tabelului implicanţilor primi şi alegerea dintre acestea a acoperirii minime pentru un anumit criteriu de cost. Spre deosebire de metodele amintite această metodă conduce la un program simplu.

2. REGULA DE DETERMINARE A ACOPERIRILOR

De obicei tabelul implicanţilor primi (TIP) pentru o funcţie de comutare oarecare se dă sub forma unui tabel cu n_p rînduri, unde n_p este numărul implicanţilor primi şi n_c coloane, unde n_c este numărul termenilor canonici ai funcţiei.

De exemplu, pentru funcţia :

$$F(x, y, z)=P_0+P_1+P_3+P_4+P_6+P_7 \qquad (1)$$

tabelul implicanţilor primi apare sub forma din tabelul 1.

Pentru reducerea dimensiunilor tabelului implicanţilor primi se propune scrierea acestuia sub forma unui tabel redus al implicanţilor primi (TR), avînd maximum n_c rînduri şi maximum $n_{v/2}$ coloane, unde n_v este numărul de variabile al funcţiei de comutare. Fiecare rînd al acestui tabel este pus în corespondenţă cu unul din cei n_c termeni canonici ai funcţiei şi conţine implicanţi primi care includ termenul canonic respectiv. Tabelul redus al implicanţilor primi pentru funcţia (1) se dă în tabelul 2. Din tabelul redus al implicanţilor primi

se pot deduce ușor acoperirile luînd pentru fiecare termen canonic un anumit implicant prim de pe rîndul respectiv. O mulțime de implicanți primi astfel formată în care implicanții primi care se repetă se iau o singură dată reprezintă una dintre acoperiri, respectiv forme normale disjunctive ale funcției, printre care se găsește și forma sau în cazul general formele minime. Deoarece de obicei numărul acoperirilor posibile este mare, selectarea formei minime este util să se facă cu calculatorul. Pentru aceasta trebuie însă găsită o regulă de formare a acoperirilor care să poată fi transmisă calculatorului ușor, adică printr-un program cît mai simplu. Ținînd cont de această cerință se propune următoarea regulă de formare a acoperirilor :

Tabelul 1.

Tabelul implicanților primi.

Termeni canonici / Implicanți primi	P_0	P_1	P_3	P_4	P_6	P_7
$A=\bar{X}\bar{Z}$	*			*		
$B=\bar{X}\bar{Y}$	*	*				
$C=\bar{X}Z$		*	*			
$D=YZ$			*			*
$E=X\bar{Y}$					*	*
$F=X\bar{Z}$				*	*	

Tabelul 2.

Tabelul redus al implicanților primi

Rîndul i / Caloana j	0	1
1 (P_0)	A	B
2 (P_1)	B	C
3 (P_3)	C	D
4 (P_4)	A	F
5 (P_6)	E	F
6 (P_7)	D	E

Se formează prima acoperire luînd primul implicant prim (implicantul prim de pe coloana 0) de pe fiecare rînd din tabelul TR.

Acoperirile următoare se formează luînd în ordinea de la stînga la dreapta ceilalți implicanți primi de pe primul rînd (al doilea, al treilea ș. a. m. d) cu primi implicanți de pe celelalte rînduri pînă cînd au fost luați toți implicanții primi de pe primul rînd. După aceasta se iau în ordine următorii implicanți de pe rîndul al doilea cu fiecare din implicanții de pe primul rînd și cu primul implicant de pe celelalte rînduri ș. a. m. d. Procedura se încheie cînd s-a luat ultimul implicant de pe ultimul rînd cu toți implicanții de pe rîndurile anterioare în ordinea stabilită.

În tabelul 3 sînt date o parte din acoperirile formate după regula de mai sus pentru tabelul 2. În tabelul 3 s-a notat cu n numărul curent al acoperirii iar cu i rîndul de pe care s-a luat implicantul prim. Dacă se notează cu n_i ($i=1, 2, \ldots, n_c$) numărul implicanților primi de pe rîndul i, iar cu n_r numărul de rînduri ale tabelului TR, atunci numărul de acoperiri posibile n_a, este dat de relația (2)

$$n_a = \prod_{i=1}^{n_r} n_i. \qquad (2)$$

În exemplul dat $n_i=2$, pentru $i\in\{1, 2, \ldots, 6\}$, prin urmare $n_a=2^6=64$. După cum se vede din tabelul 3, indicele j al implicantului luat în acoperire de pe un anumit rînd al tabelului TR depinde atît de indicele rîndului cît și de numărul curent al acoperirii. Astfel în cazul cînd $n_i=m$, pentru $i\in\{1, 2, \ldots, n_c\}$, indicele j al implicantului prim luat de pe primul rînd este congruent modulo m cu n:

$$j(n, i)=n-\left[\frac{n}{m}\right]m. \tag{3}$$

Tabelul 3

Lista acoperirilor

n \ i	1	2	3	4	5	6	n \ i	1	2	3	4	5	6	n \ i	1	2	3	4	5	6
0	A	B	**C**	A	E	D	8	A	B	C	F	E	D	16	A	B	**C**	A	F	D
1	B	B	**C**	A	E	D	9	B	B	C	F	E	D	17	B	B	**C**	A	F	D
2	A	**C**	**C**	A	E	D	10	A	C	C	F	E	D	18	A	C	**C**	A	F	D
3	B	C	C	A	E	D	11	B	C	**C**	F	E	D	19	B	**C**	**C**	A	F	D
4	**A**	B	D	A	E	D	12	A	B	D	F	E	D	20	A	D	**D**	A	F	D
5	B	B	D	A	E	D	13	B	B	D	F	E	D	21	B	D	D	A	F	D
6	A	**C**	D	A	E	D	14	A	C	D	F	E	D							
7	B	**C**	D	A	E	D	15	B	C	D	F	E	D	⋮			⋮			

În relația (3) s-a folosit paranteza dreaptă pentru a indica faptul că se ia partea întreagă a cîtului. Pentru rîndurile următoare indicele j al implicantului prim ales pentru o anumită acoperire este congruent modulo m cu cîtul obținut prin împărțirea lui n la numărul implicanților primi de pe rîndurile anterioare, m^{i-1}. În final rezultă relația:

$$j(n, i)=\left[\frac{n}{m^{i-1}}\right]-\left[\frac{n}{m^{i-1}\cdot m}\right]m, \tag{4}$$

pentru $i=1, 2, \ldots, n_c$ și $n=0, 1, \ldots, n_a-1$

În cazul general, cînd numărul implicanților primi nu mai este același pe toate rîndurile și se cere ca prima coloană să poarte indicele unu, se obține pentru calculul indicelui j expresia (5) în care cu n_{ai} se notează numărul implicanților de pe rîndurile 1 pînă la i.

$$j(n, i)=\left[\frac{n}{n_{ai}}\right]-\left[\frac{n}{n_{ai}\cdot n_i}\right]u_i+1, \tag{5}$$

unde

$$n_{ai}=\prod_{k=1}^{i-1} n_k, \tag{6}$$

iar

$$n_{a0}=1 \tag{7}$$

3. ALGORITMUL DE DETERMINARE A FORMEI MINIME

Dacă se consideră formă minimă a unei funcții de comutare acea expresie care are un număr minim de termeni, iar costul acestora este minim, adică expresia asociată rețelei cu porți care realizează funcția dată cu număr minim de circuite logice și număr minim de intrări, atunci determinarea acestei forme se reduce la găsirea din tabelul TR α acoperiri minimale cu cost minim. Pentru alegerea acoperirilor care îndeplinesc această condiție, din mulțimea acoperirilor posibile formate pe baza regulei stabilite anterior, se folosește următorul algoritm:

1. Se dă tabelul TR și un tabel TC cu costul implicanților primi din TR.

2. Se construiește un tabel TN, cu numărul implicanților primi de pe fiecare rînd al tabelului TR.

Dacă pe anumite rînduri din TR apare un singur implicant prim, adică implicanții respectivi sînt esențiali, se elimină rîndurile respective, iar implicanții esențiali se iau obligatoriu în forma (formele) minime.

3. Se calculează numărul acoperirilor posibile, n_a, cu formula (2).

4. Se iau ca valori inițiale: pentru numărul curent al acoperirii $n=0$, pentru numărul de elemente al acoperirii minime $n_{em}=n_n$, iar pentru costul acoperirii minime $c_{am}=n_n \cdot n_v$.

5. Se formează acoperirea A_n cu elementele TR (i, j), pentru $i=1, 2, \ldots n_c$ și $j(n, i)$ dat de formula (5) și se calculează numărul de elemente al acestei acoperiri n_e și costul ei c_a.

6. Se compară n_{em} cu n_e și c_{am} cu c_a.

a) Dacă $n_e<n_{em}$ sau $n_e=n_{em}$ dar $c_a<c_{am}$ se ia $n_{em}=n_e$, iar $c_{am}=c_a$, se înlătură eventualele acoperiri memorate și se reține în locul lor acoperirea A_n.

b) Dacă $n_e=n_{en}$ și $c_a=c_{am}$ se memorează și acoperirea A_n, alături de celelalte acoperiri cu același cost.

c) Dacă $n_e>n_{em}$ sau $n_e=n_{em}$ și $c_a>c_{am}$ nu se reține acoperirea A_n.

7. Se compară n cu n_a-1

a) Dacă $n<n_a-1$ se mărește n cu o unitate și se trece la punctul 4.

b) Dacă $n\geqslant n_a-1$ se trece la punctul 8.

8. Acoperirile memorate, la care se adaugă implicanții primi esențiali, corespund formelor minime disjunctive ale funcției. Acest algoritm este redat sub formă de organigramă în figura 1.

4. CONCLUZII

Din cele prezentate în secțiunile anterioare se vede că folosind metoda propusă în lucrare se poate întocmi cu ușurință un program general de rezolvare a tabelei implicanților primi.

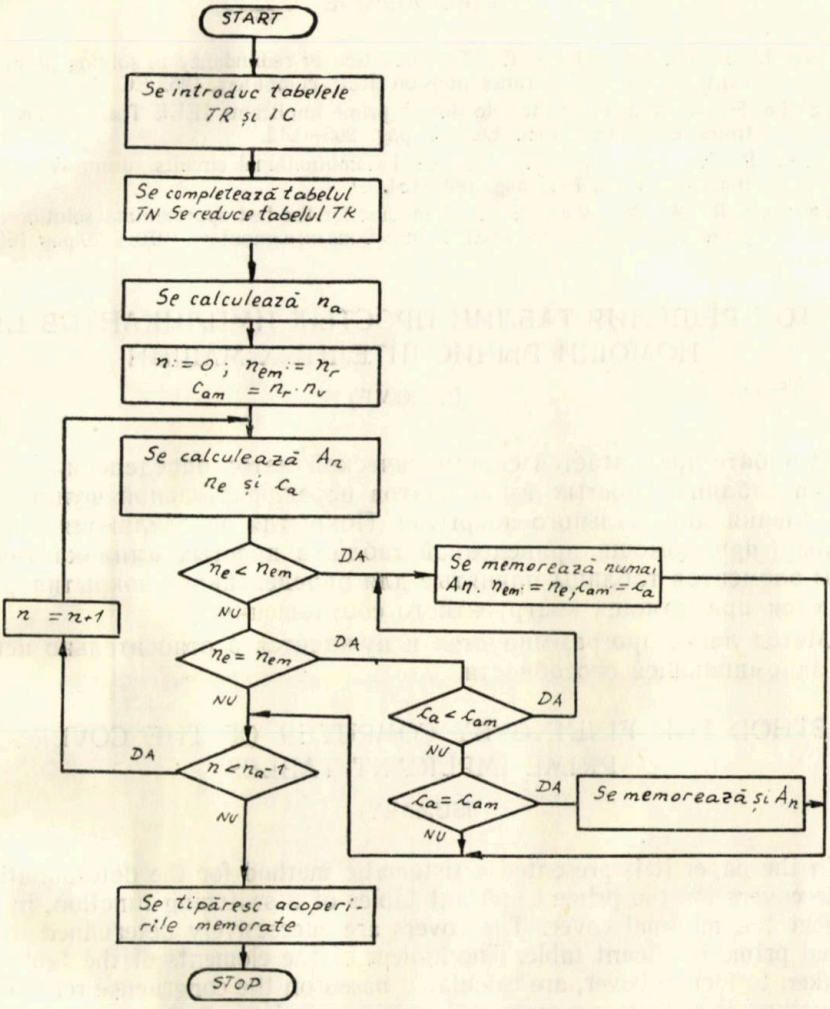


Fig. 1. Organigrama pentru determinarea acoperirii minime.

Metoda descrisă se poate aplica la rezolvarea cu calculatorul și a altor probleme de acoperire.

Datorită folosirii unui tabel redus al implicanților primi, precum și datorită faptului că nu se reține în memorie decît termenii formei, respectiv formelor minime, se asigură o folosire rațională a memoriei operative a calculatorului, permițînd astfel rezolvarea unor tabele de implicanți primi de dimensiuni mari.

Primit la redacție la data de 7.VII.1973.

BIBLIOGRAFIE

1. Pyne I. B., Mc Cluskey E., The reduction of redundancy in solving prime implicants tables. I.R.E. Transactions on electr. computers, 1962 EC 11, pag. 473–482.
2. Luccio F., A method for the selection of prime implicants IEEE Transactions on electronic computers, 1966 EC 15, pag. 205–212.
3. Miller R. E., *Switching theory* volume I Combinational circuits. John Wiley Sons Inc, New York, 1965 pag. 180–184.
4. Bowman R. M., Mc Vey E. S. A method for the fast approximate solution of large prime implicant charts, IEEE Transactions on computers, 1970, C 19 pag. 169–173.

МЕТОД РЕШЕНИЯ ТАБЛИЦ ПРОСТЫХ ИМПЛИКАНТОВ ПРИ ПОМОЩИ ВЫЧИСЛИТЕЛНЫХ МАШИН

(РЕЗЮМЕ)

В работе предлагается систематический метод определения всех покрытий таблицы простых импликантов переключательной функции для определения минимального покрытия. Покрытия определяются последовательно при помощи приведенной таблицы простых импликантов Индексы элементов таблицы принятые для определенного покрытия расчи тываются при помощи конгруентного соотношения.

Метод легко программируется и нуждается в относительно неболи шой запоминающей способности.

A METHOD FOR FINDING BY COMPUTER OF THE COVERS FOR PRIME IMPLICANT TABLES

(SUMARY)

In the paper it is presented a sistematic method for the determination of all the covers for the prime implicant tables of a switching function, in order to select the minimal cover. The covers are succsesively determined using a reduced prime implicant table. The indices of the elements of the table, wich are taken to form a cover, are calculated based on the congruence relationship. The method is easy to program and require relatively little storage capacity.